

**VŠB - Technická univerzita Ostrava**  
**Fakulta elektrotechniky a informatiky**  
**Katedra elektroniky**

**Analýza ztrátového výkonu nepřímého měniče kmitočtu v  
prostředí OrCAD/PSpice**  
Analysis of Power Losses in Indirect Frequency Converter in  
the Environment OrCAD/PSpice

## Zadání bakalářské práce

Student: **Marek Schmidt**  
Studijní program: B2649 Elektrotechnika  
Studijní obor: 2612R003 Aplikovaná elektronika  
Téma: **Analýza ztrátového výkonu nepřímého měniče kmitočtu v prostředí OrCAD/PSpice**  
**Analysis of Power Losses in Indirect Frequency Converter in the Environment OrCAD/PSpice**

### Zásady pro vypracování:

1. Proveďte teoretický rozbor činnosti a použití nepřímých měničů kmitočtu (NMK) a popište jejich základní vlastnosti a metody řízení.
2. Podle pokynů vedoucího bakalářské práce sestavte simulační modely nepřímých měničů kmitočtu v prostředí OrCAD/PSpice.
3. Na sestavených modelech pro konkrétní zátěž určete a porovnejte celkové ztrátové výkony v NMK při různých metodách řízení výstupních střídačů.

### Seznam doporučené odborné literatury:

Chlebiš, P., Výkonová elektronika I, učební texty pro kombinované a distanční studium, Ostrava: VŠB-TU Ostrava, 2003, 73s.

Vondrášek, F., Výkonová elektronika, svazek 3, Měniče s vlastní komutací a bez komutace. Plzeň: Západočeská univerzita, 2003, 267s. ISBN 80-7082-980-X

<http://www.fe1.vsb.cz/kat430/data/mases/MaS%20MS4%20menice%20kmitoctu.pdf>


Další tituly doporučené literatury dle pokynů vedoucího bakalářské práce.

Formální náležitosti a rozsah bakalářské práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.


Vedoucí bakalářské práce: **Ing. Aleš Havel, Ph.D.**

Datum zadání: 01.09.2014

Datum odevzdání: 07.05.2015

  
doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.  
vedoucí katedry



  
prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.  
děkan fakulty

## Prohlášení studenta

Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci včetně příloh vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

V Ostravě 7.5.2015.....

.....

Podpis studenta

## Poděkování

Chtěl bych poděkovat zejména vedoucímu bakalářské práce panu Ing. Aleši Havlovi, Ph.D. za poskytnuté rady a konzultace k této bakalářské práci a hlavně za hodně času, který těmto konzultacím věnoval. Dále chci poděkovat firmě Siemens, s.r.o., závod Elektromotory Mohelnice za poskytnutý výtah z datasheetu motoru.

Rovněž bych chtěl poděkovat rodině, za vytvoření prostředí ke studiu a možnost tuto práci zdárně dokončit.

## **Abstrakt**

Tato bakalářská práce se zabývá nepřímými měniči kmitočtu. Cílem je tyto měniče teoreticky popsat a následně vytvořit jejich simulační modely v prostředí OrCAD/Pspice.

První část se zabývá teoretickým popisem nepřímých měničů kmitočtu s napěťovým a proudovým střídačem. Řízení střídačů je použito šířkové a pulsně šířková modulace. Druhá, praktická část práce je věnována vytvořením modelů nepřímých měničů kmitočtu včetně jejich řízení a následnou simulací v prostředí OrCAD/Pspice. Třetí část se zabývá analýzou ztrátových výkonů v těchto měničích.

## **Klíčová slova**

simulace, analýza, model, ztrátový výkon, nepřímý měnič kmitočtu, OrCAD/Pspice

## **Abstract**

This work deals with indirect frequency converters. The goal of this work is to theoretically describe these converters and make their models in OrCAD/Pspice environment.

The first part deals with the theoretical description of indirect frequency converters utilizing voltage and current inverter. The inverters are controlled by width control and pulse width modulation. The second part is focused on creating models of indirect frequency converters including their control and subsequent simulation in the environment OrCAD/Pspice. The third part deals with the analysis of power losses in these converters.

## **Key words**

simulation, analysis, model, power losses, indirect frequency converter, OrCAD/Pspice



**Seznam použitých zkratk**

<i>Veličina</i>	<i>Popis, vysvětlení</i>
D1 - D6	Usměrňovací diody
Dz1 - Dz6	Zpětné diody
Faze1 - Faze3	Zdroje fázového napájecího napětí
G1 - G6	Svorka řídicího proudu tyristoru
GTO	Vypínatelný tyristor
IGBT	Bipolární tranzistor s izolovaným hradlem
IGCT	Vypínatelný tyristor s integrovaným hradlem
K1 - K6	Svorka řídicího proudu tyristoru
MOSFET	Unipolární tranzistor řízený elektrickým polem
NMK	Nepřímý měnič kmitočtu
OrCAD/Pspice	Simulační software
out1 - out3	Výstupy z nepřímého měniče kmitočtu
p	Pulsnost usměrňovače
PWM	Pulsně šířková modulace
T1-T6	Tyristory
Ue1-Ue6	Svorka řídicího napětí tranzistoru
Ug1-Ug6	Svorka řídicího napětí tranzistoru
V1 - V3	Zdroje fázového napájecího napětí
Vr1-Vr6	Zdroj řídicího napětí a proudu
VT1 - VT6, VT	Výkonové tranzistory
z	Společný uzel zátěže
Z1 - Z3	Třífázová zátěž

**Seznam použitých symbolů a fyzikálních veličin**

<i>Veličina</i>	<i>Popis, vysvětlení</i>	<i>Jednotka</i>
Alfa	Řídicí úhel	(°)
C, C <sub>m</sub>	Kondenzátor v meziobvodu	(F)
C <sub>1</sub> -C <sub>6</sub>	Kondenzátory ve střídači	(V)
cos(φ)	Fázový posun	(-)
C <sub>Z</sub>	Kapacita kompenzace zátěže	(F)
E <sub>off</sub>	Energie při vypínání	(J)
E <sub>on</sub>	Energie při zapínání	(J)
f, FREQ	Frekvence napětí	(Hz)
f <sub>mod</sub>	Modulační frekvence	(Hz)
f <sub>out</sub>	Parametr frekvence referenčního napětí	(Hz)
i	Okamžitá hodnota proudu	(A)
I <sub>C</sub>	Maximální kolektorový proud	(A)
I <sub>d</sub>	Střední hodnota proudu v meziobvodu	(A)
I <sub>F</sub>	Maximální proud v propustném směru	(A)
I <sub>f</sub>	Fázový proud na zátěži	(A)
I <sub>G</sub>	Proud hradla tyristoru	(A)
I <sub>RMS</sub>	Efektivní hodnota proudu	(A)
I <sub>tm</sub>	Maximální spínaný proud	(A)
L, L <sub>m</sub>	Tlumivka v meziobvodu	(H)
L <sub>m1</sub> - L <sub>m3</sub>	Magnetizační indukčnost	(H)
L <sub>r1</sub> - L <sub>r3</sub>	Rozptylová indukčnost rotorového vinutí	(H)
L <sub>s1</sub> - L <sub>s3</sub>	Rozptylová indukčnost statorového vinutí	(H)

<i>Veličina</i>	<i>Popis, vysvětlení</i>	<i>Jednotka</i>
M	Moment motoru	(Nm)
N	Otáčky	(ot/min)
P	Výkon	(W)
PER	Perioda	(s)
$P_F$	Ztrátový výkon v přímém směru	(W)
$P_{FAV}$	Ztráty v sepnutém stavu	(W)
PHASE	Fáze napětí	(°)
pm	Programový úhel	(°)
$P_{off}$	Ztráty při vypínání	(W)
$P_{on}$	Ztráty při zapínání	(W)
$P_{totAV}$	Celkový ztrátový výkon	(W)
$P_W$	Doba pulsu	(s)
$R_{1Fe} - R_{3Fe}$	Odpor v železe	(Ω)
$R_{g1} - R_{g6}$	Předřadný rezistor hradla tranzistoru	(Ω)
$R_{G1} - R_{G6}$	Předřadný rezistor hradla tyristoru	(Ω)
$R_{r1} - R_{r3}$	Odpor rotorového vinutí	(Ω)
$R_{s1} - R_{s3}$	Odpor statorového vinutí	(Ω)
$R_Z$	Parametr velikosti rezistoru $R_r/s$	(Ω)
s	Skluz	(-)
t	Okamžitá hodnota času	(s)
T	Perioda	(s)
$T_D$	Zpoždění pulsu	(s)
$T_F$	Doba poklesu napětí	(s)
$T_R$	Doba nárůstu napětí	(s)
$t_Z$	Doba pulsu	(s)
u	Okamžitá hodnota napětí	(V)
$U_d$	Střední hodnota napětí v meziobvodu	(V)
$U_f$	Fázové napětí na zátěži	(V)
$U_R$	Referenční napětí	(V)
$U_{RMS}$	Efektivní hodnota napětí	(V)
$U_T$	Trojúhelníkové porovnávací napětí	(V)
$U_V$	Výstupní napětí	(V)
$V_{out}$	Parametr amplitudy referenčního napětí	(V)
$V_{AMPL}$	Amplituda napětí	(V)
$V_{CE}$	Maximální napětí mezi kolektorem a emitorem	(V)
$V_{drm}$	Maximální napětí v propustném směru	(V)
$V_{OFF}$	Stejnoseměrná složka napětí	(V)
$V_R$	Maximální závěrné napětí	(V)
$V_{rrm}$	Maximální napětí v závěrném směru	(V)
$\alpha$	Řídící úhel	(°)
$\eta$	Účinnost	(%)
$\psi$	Programový úhel	(°)
$\psi_R$	Úhel (interval) sepnutí polovodičových diod	(°)
$\psi_S$	Skutečný úhel sepnutí polovodičových spínačů	(°)

**Obsah**

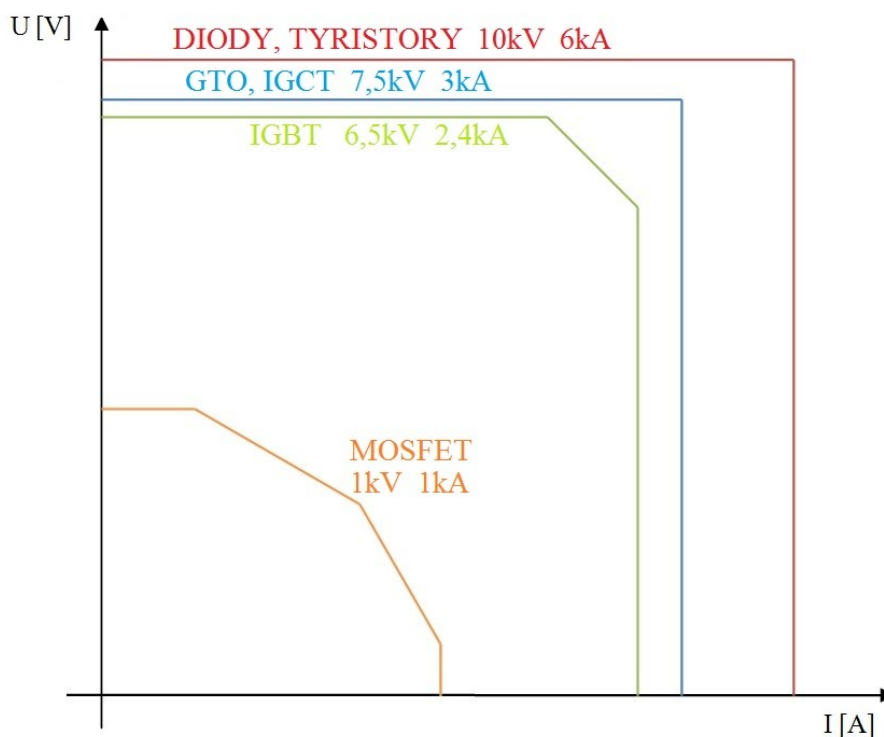
1. Úvod .....	8
1.1. Nepřímý měnič kmitočtu .....	9
1.2. Nepřímý měnič kmitočtu s napěťovým střídačem .....	10
1.2.1. Neřízený (diodový) usměrňovač .....	11
1.2.2. Napěťový střídač .....	11
1.3. Nepřímý měnič kmitočtu s proudovým střídačem .....	13
1.3.1. Řízený (tyristorový) usměrňovač .....	14
1.3.2. Proudový střídač .....	14
1.4. Metody řízení .....	15
1.4.1. Šířkové řízení .....	15
1.4.2. Řízení pomocí pulsně šířkové modulace (PWM) .....	16
1.5. Využití .....	17
2. Sestavení simulačních modelů v prostředí OrCAD/Pspice .....	18
2.1. Model nepřímého měniče kmitočtu s napěťovým střídačem .....	18
2.2. Model nepřímého měniče kmitočtu s proudovým střídačem .....	26
3. Ztrátové výkony v nepřímých měničích kmitočtu .....	35
3.1. Ztrátový výkon nepřímého měniče kmitočtu s napěťovým střídačem .....	36
3.1.1. Šířkové řízení .....	36
3.1.2. PWM řízení .....	38
3.2. Ztrátový výkon nepřímého měniče kmitočtu s proudovým střídačem .....	40
3.2.1. Šířkové řízení .....	40
3.2.2. PWM řízení .....	42
Závěr .....	45
Seznam použité literatury .....	46

**Seznam příloh**

Příloha číslo 1 - Náhradní schéma asynchronního motoru Siemens z katalogu výrobce.

## 1. Úvod

Tato bakalářská práce se zabývá problematikou měničů kmitočtu. Ty jsou v poslední době čím dál více žádané a to z důvodu dostupnosti dobrých spínacích prvků jako jsou například MOSFET a IGBT tranzistory či GTO a IGCT tyristory. Díky těmto prvkům lze spínat čím dál větší výkony a tím řídit výkonné střídavé stroje jako například asynchronní či synchronní motor.



**Obr. 1.** – Maximální spínané výkony spínacích součástek

Těmito motory se nahrazují starší stejnosměrné stroje, protože jsou jednodušší na údržbu (odpadá opotřebení kartáčů), levnější na výrobu a motory o stejném výkonu jako stejnosměrné jsou výrazně menší. Střídavým motorům se také lépe řídí otáčky. Z těchto důvodů se tedy přechází na střídavé stroje, které je potřeba řídit a to nelze jinak, než pomocí měniče kmitočtu. Měniče kmitočtu dělíme na přímé a nepřímé. Mezi přímé patří:

- a) přímé měniče kmitočtu z vnější komutací (cyklokonvertory),
- b) přímé měniče kmitočtu z vlastní komutací.

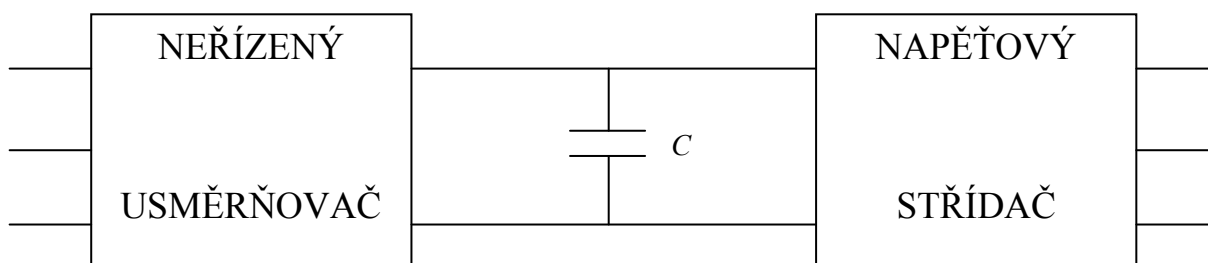
Cyklokonvertory se nejvíce užívají u pomaloběžných střídavých strojů. Důvod je ten, že u tohoto typu nelze řídit vysoké kmitočty. Jejich maximální výstupní kmitočet je zhruba polovina vstupního kmitočtu. Jejich výhodou jsou malé spínací ztráty a proto se nejvíce využívají u velkých pohonů, například lodních šroubů, kde není potřeba velkých otáček, ale velkého výkonu. [1]

Po vyvinutí vypínatelných součástek pro vysoké výkony se tyristory, které jsou komutované napájecí sítí, nahrazují vypínatelnými součástkami (přímý měnič kmitočtu z vlastní komutací). Díky tomu je možné docílit řízení vyšších kmitočtů než je tomu u cyklokonvertorů. [1]

Tato práce se podrobněji zabývá nepřímými měniči kmitočtu, které se v dnešní době používají nejčastěji. Důvodem je velký výkonový rozsah a také vysoký rozsah spínaných frekvencí a z toho vyplývající vysoký rozsah řízení otáček střídavého stroje.

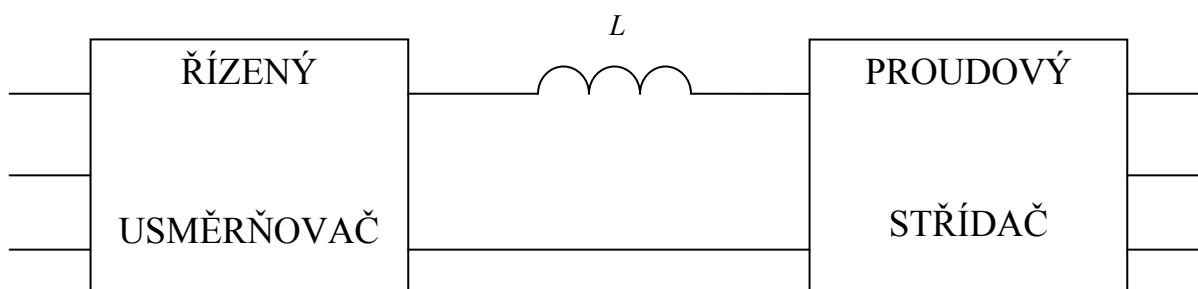
### 1.1. Nepřímý měnič kmitočtu

Nepřímý měnič kmitočtu se skládá ze tří částí. První část je usměrňovač, druhá je meziobvod a třetí je střídač. Princip funkce je tedy takový, že nejdříve dojde u usměrňování napětí či proudu a poté střídač rozstřídá toto napětí nebo proud na požadovaný kmitočet. Obecně je můžeme rozdělit na dva druhy a to s napětovým střídačem a s proudovým střídačem. Dělíme je podle toho, jestli je střídač připojen na stejnosměrný zdroj, který má charakter napětového zdroje nebo proudového zdroje.



**Obr. 1.1.** – Nepřímý měnič kmitočtu s napětovým střídačem

Na Obr. 1.1. je blokové schéma nepřímého měniče kmitočtu s napětovým střídačem. V napětovém střídači se nejčastěji používají jako spínací součástky tranzistory IGBT nebo tyristory GTO a IGCT. V meziobvodu se nachází kondenzátor  $C$  (kondenzátorová baterie) o vyšší kapacitě. Tento kondenzátor funguje jako napětový zdroj pro střídač a umožňuje průchod obou polarit proudu. Usměrňovač se v tomto případě používá diodový neřízený, který je jednodušší na výrobu. Řízený, se zapojením kondenzátoru v meziobvodu nelze použít, protože by byly přetěžovány jeho spínací prvky. [1]

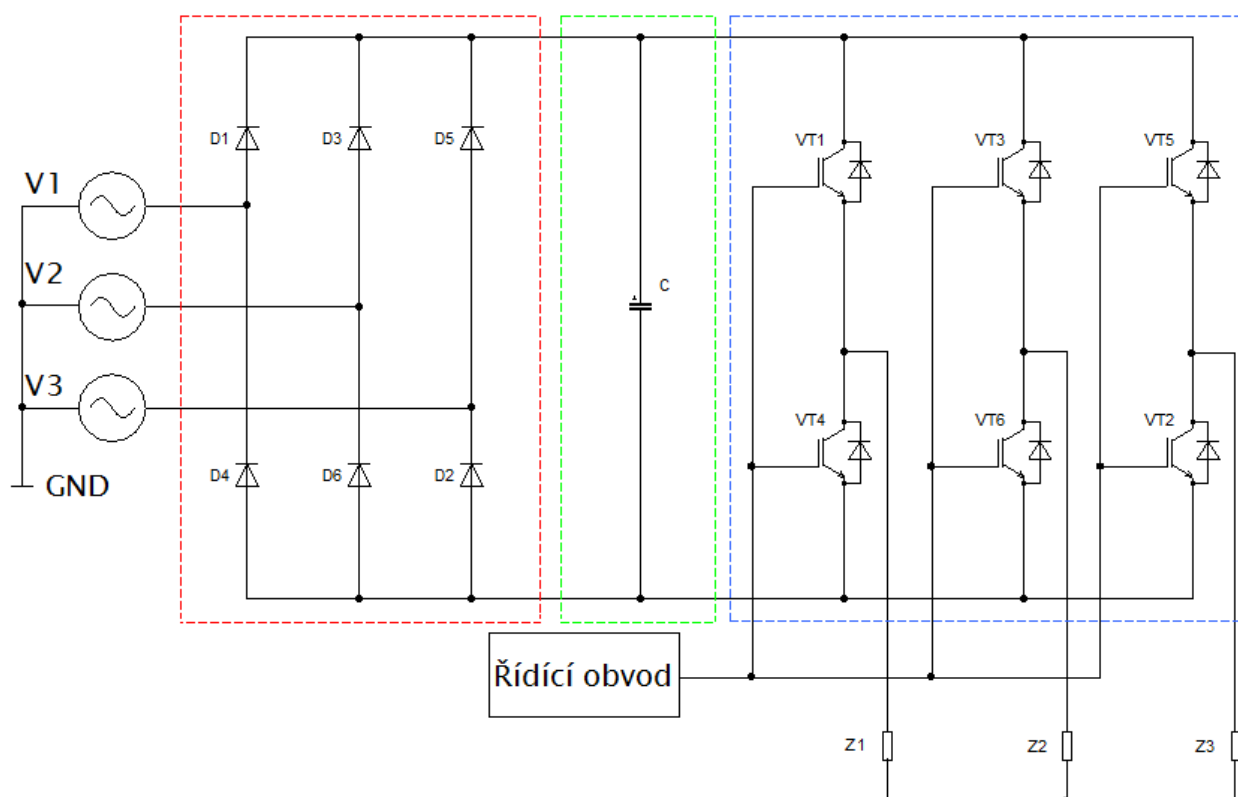


**Obr. 1.2.** - Nepřímý měnič kmitočtu s proudovým

Na Obr. 1.2. je blokové schéma nepřímého měniče kmitočtu s proudovým střídačem. V proudovém střídači se nejčastěji používají jako spínací součástky tranzistory IGBT nebo tyristory GTO a IGCT, stejně jako v napětovém střídači. V meziobvodu je použita akumulární tlumivka  $L$ . Tato tlumivka slouží jako proudový zdroj pro střídač a zároveň dokáže tento proud vyhladit a propustit napětí obou polarit. Na vstupu je zařazen řízený usměrňovač, v němž se používají tyristory (mohou být také užity vypínatelné součástky jako tranzistory IGBT nebo tyristory GTO a IGCT). Díky řízenému usměrňovači lze měnit střední hodnotu výstupního napětí a proudu, zpožděným spínáním jednotlivých fází o řídicí úhel  $\alpha$ . [1]

## 1.2. Nepřímý měnič kmitočtu s napětovým střídačem

Na Obr. 1.3. vidíme, že vstup napětového střídače je připojen na stejnosměrný zdroj napětí, který je realizován neřízeným (diodovým) usměrňovačem a kapacitou C v meziobvodu.



**Obr. 1.3.** - Obvodové schéma nepřímého měniče kmitočtu s napětovým střídačem

Neřízený (diodový) usměrňovač
Napětový meziobvod
Napětový střídač

**Tab. 1.1.** – Popis Obr. 1.3.

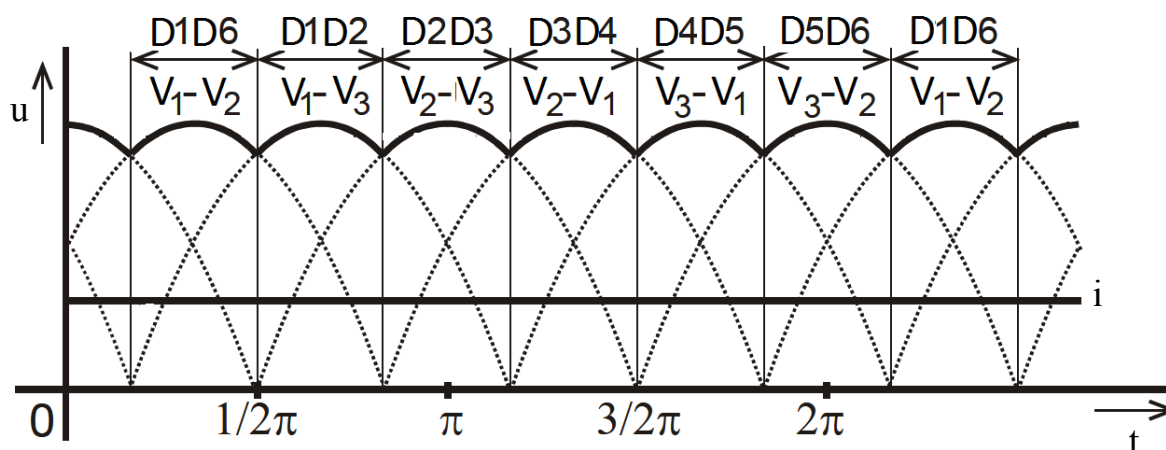
### 1.2.1. Neřízený (diodový) usměrňovač

Neřízený usměrňovač můžeme rozdělit podle:

- Počtu fází: Jednofázové, třífázové, vícefázové.
- Zapojení: Uzlové, můstkové.
- Řízení: Neřízené, řízené.

V tomto případě je použit neřízený (diodový) můstkový třífázový usměrňovač. (viz. Obr. 1.3.).

Je patrné, že jsou vždy sepnuty ty diody, které jsou připojeny k fázovému napětí s největší okamžitou hodnotou. Činnost tohoto usměrňovače můžeme rozdělit to šesti částí. V každé části vedou právě dvě diody a to vždy jedna ze skupiny D1, D3, D5 (katodová skupina) a druhá ze skupiny D4, D6, D2 (anodová skupina). V první části nám vedou diody D1 a D6. To znamená, že na zátěž je přivedeno sdružené napětí mezi zdroji V1 a V2. V další části nám vedou diody D1 a D2 a přivedou nám na zátěž sdružené napětí mezi zdroji V1 a V3. a tak to pokračuje dále. Každá dioda vede po dobu  $\pi/3$  s tím, že ke komutaci dochází každých  $\pi/6$ , tento čas závisí na délce periody. Tyto komutační<sup>1</sup> procesy můžeme pozorovat na Obr. 1.4. [1]



Obr. 1.4. - Průběhy vedení diod neřízeného usměrňovače [1]

### 1.2.2. Napěťový střídač

Na Obr. 3. lze vidět, že střídač obsahuje šest vypínatelných součástek. V tomto případě jsou použity tranzistory IGBT. Intervaly sepnutí jednotlivých tranzistorů řídíme pomocí programového úhlu  $\psi$ <sup>2</sup>. Posloupnost spínání jednotlivých tranzistorů pro programový úhel  $180^\circ$  je vidět Tab. 1.2.. Vždy jsou sepnuty tři tranzistory v jeden okamžik. Pokud by byl programový úhlem menší než  $60^\circ$ , byl by sepnut pouze jeden tranzistor a střídačem by neprocházel proud. Pokud by byl programový úhel větší než  $180^\circ$ , jsou sepnuty dva tranzistory stejné fáze a obvod by se nacházel ve zkratu. Programový úhel by se tedy při respektování mrtvých dob<sup>3</sup> měl nacházet v rozmezí od  $60^\circ$  do  $180^\circ$ . [4]

<sup>1</sup> Komutace je dynamický děj, při kterém jedna součástka přebírá energii jiné součástky.

<sup>2</sup> Programový úhel  $\psi$  udává délku spínacího pulsu tranzistoru. Dělíme ho na:

- $\psi_S$  - Skutečný úhel sepnutí polovodičových spínačů.
- $\psi_R$  - Úhel (interval) sepnutí polovodičových diod. Závisí na charakteru zátěže.

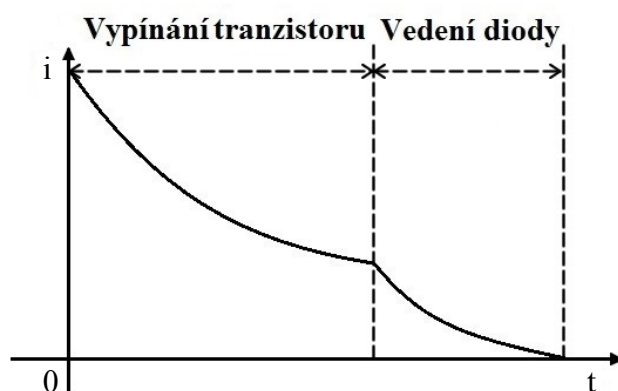
<sup>3</sup> Mrtvá doba (dead time) je ochranná doba aby se tranzistor stačil vypnout, než se sepne další. Je to z toho důvodu, aby se obvod nedostal do zkratu.

	$\Psi = 180^\circ$							
VT1	■	■	■	□	□	□	■	■
VT2	□	■	■	■	□	□	□	■
VT3	□	□	■	■	■	□	□	□
VT4	□	□	□	■	■	■	□	□
VT5	■	□	□	□	■	■	■	□
VT6	■	■	□	□	□	■	■	■

**Tab. 1.2.** – Spínání jednotlivých tranzistorů při šířkovém řízení v napěťovém střídači

Každá reálná zátěž, ke které bude připojen výstup střídače má induktivní charakter, na který musíme brát ohled. Tato zátěž způsobuje vznik činné a jalové složky výkonu. Jelikož napěťový zdroj, ke kterému je střídač připojen, umožňuje průchod proudu oběma směry, musí být ve střídači ke každé spínací součástce připojena zpětná dioda. Tato dioda je ke každé součástce připojena antiparalelně. Díky těmto diodám lze docílit toho, že střídač může pracovat v usměrňovacím režimu. Může tedy přenášet energii ze střídavé zátěže do stejnosměrného zdroje. To znamená, že střídač je schopen rekuperace. [1], [2]

Vliv zpětné diody vidíme na Obr. 1.5., kdy se proud skládá ze dvou exponenciál. První exponenciála odpovídá vypínání a druhá odpovídá vedení zpětné diody. Na tvar exponenciály má vliv typ zátěže.

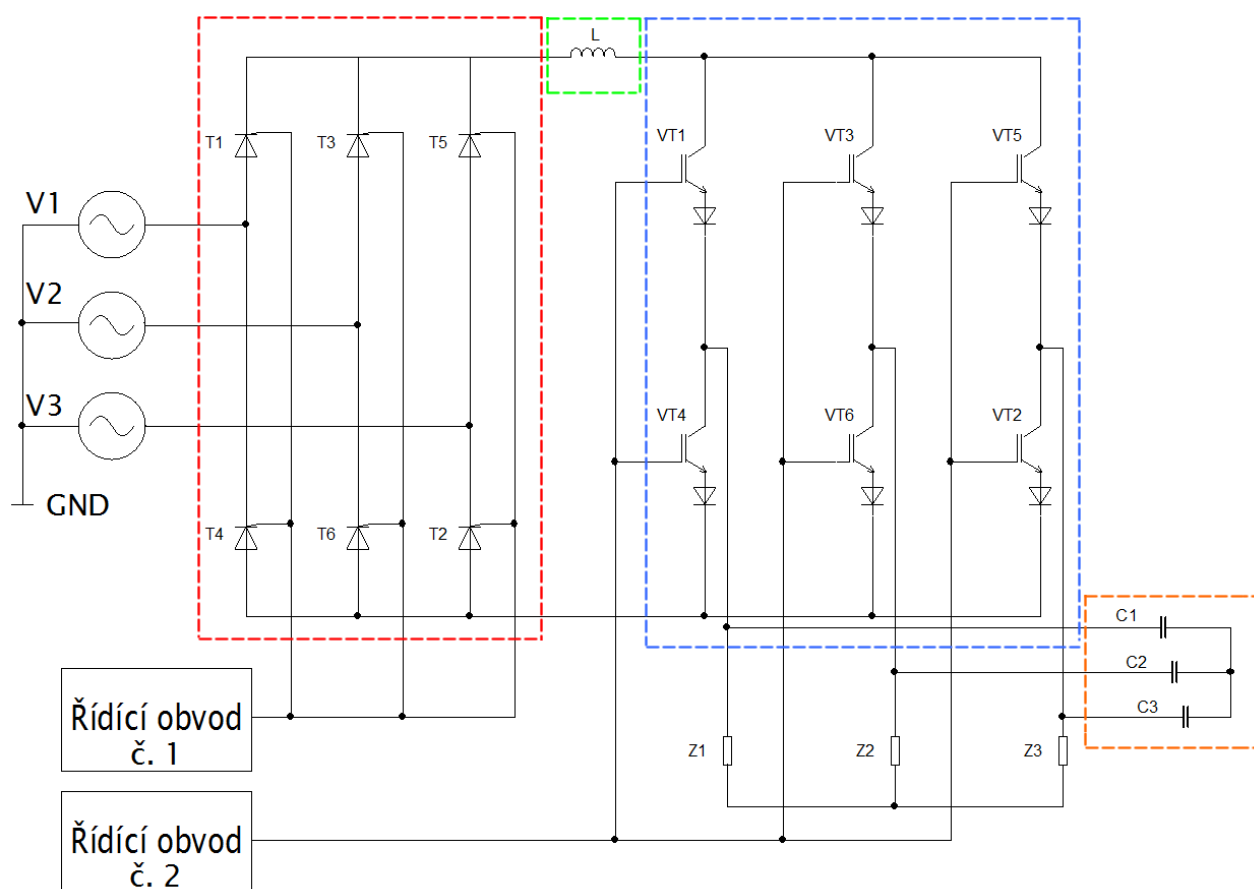


**Obr. 1.5.** – Vedení zpětné diody



### 1.3. Nepřímý měnič kmitočtu s proudovým střídačem

Na Obr. 1.6. vidíme, že vstup proudového střídače je připojen na stejnosměrný zdroj proudu, který je realizován řízeným (tyristorovým) usměrňovačem a tlumivkou L v meziobvodu.



**Obr. 1.6.** - Obvodové schéma nepřímého měniče kmitočtu s proudovým střídačem

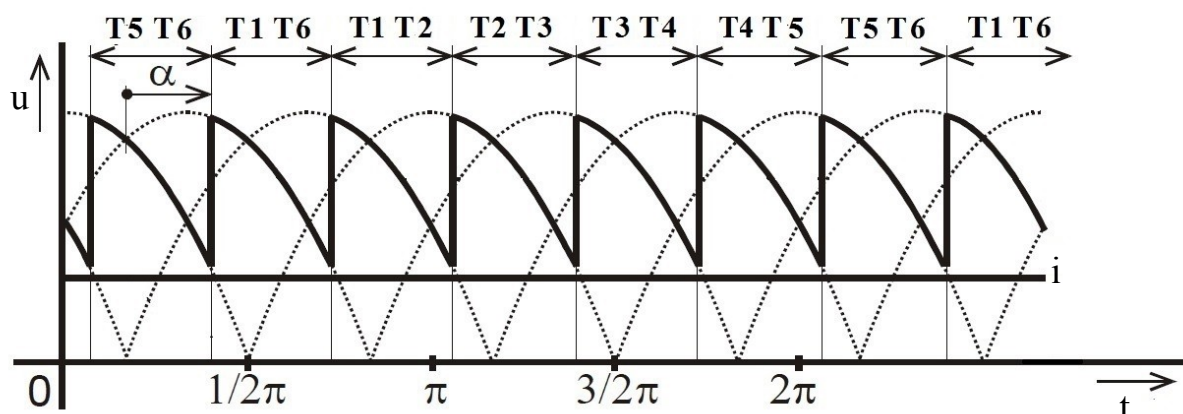
Řízený (tyristorový) usměrňovač
Proudový meziobvod
Proudový střídač
Akumulační obvod

**Tab. 1.3.** – Popis Obr. 1.6.

### 1.3.1. Řízený (tyristorový) usměrňovač

Řízený usměrňovač, stejně jako neřízený, můžeme rozdělit na mnoho druhů. V tomto případě je použit řízený třífázový můstkový usměrňovač (viz. Obr. 1.6.).

Princip funkce a zapojení, je totožné s neřízeným (diodovým) usměrňovačem. Rozdíl je pouze ve zpoždění spínání jednotlivých spínačů o řídicí úhel  $\alpha$ , který vidíme na Obr. 1.6.. Dosahujeme toho odlišnými součástkami. Namísto diod jsou zde použity tyristory. Tyristory nám umožňují sepnutí přivedením proudového pulsu do jeho hradla. Díky tomuto sepnutí můžeme zpozdít spínání jednotlivých tyristorů o předem zmíněný řídicí úhel a tím dosáhnout snížení střední hodnoty napětí a proudu na výstupu usměrňovače. Posloupnost spínání jednotlivých tyristorů se zpožděním o řídicí úhel je znázorněno na Obr. 1.7..



Obr. 1.7. - Průběhy vedení tyristorů neřízeného usměrňovače [1]

### 1.3.2. Proudový střídač

Hlavním rozdílem oproti napěťovému střídači je absence zpětných diod. Proudový střídač, který je vidět na Obr. 1.6. umožňuje čtyřkvadrantní provoz. Jelikož je proudový střídač připojen na zdroj konstantního proudu, tak dochází ke změně polaritu výkonu (změně znaménka výkonu) změnou polaritu napětí. Nevýhodou tohoto střídače je tlumivka v meziobvodu, která má velkou indukčnost. Díky ní je proud regulován pomalu a to má vliv na dynamické děje v celém obvodu. [1], [2]

Tento střídač patří do skupiny střídačů z vlastní komutací. Jako výkonové spínače (dále jen VT) je užito šest tranzistorů IGBT. Jelikož se jedná o vypínatelné součástky je nutné připojit akumulací obvod, který je znázorněn na Obr. 1.6.. Tento obvod zajišťuje kapacitní charakter zátěže, díky kterému jsme schopni tranzistory efektivněji vypínat a tím snížit ztrátový výkon. Posloupnost spínání jednotlivých tranzistorů je odlišná od napěťového střídače tím, že programový úhel spínání  $\psi$  nelze měnit a je dán velikostí  $120^\circ$  (viz. Tab. 1.4.). K tranzistorům jsou sériově připojeny diody, které slouží k jejich ochraně. Důvod je ten, že střídačem prochází obě polaritu napětí. [1]

Pokud je ve střídači v anodové skupině sepnut spínač VT2, tak dojde k přepnutí proudu z VT1 na VT3. Tím jsou proudy protékající zátěží Z1, Z2 a Z3 spojitý. Po přerušení proudu v zátěži Z1 je proud nadále čerpán z kondenzátoru C1. Po skokovém nárůstu proudu na zátěži Z2 se tento proud odečte od proudu ze zdroje a je přijímán kondenzátorem C2 a děj se opakuje. [1]

Kondenzátory slouží také jako výstupní filtr. Ten způsobuje, že modulované proudy ze střídače mají ve výsledku téměř harmonický průběh. [1]

	$\Psi = 120^\circ$						
VT1	■	■					■
VT2		■	■				
VT3			■	■			
VT4				■	■		
VT5					■	■	
VT6	■					■	■

**Tab. 1.4.** – Spínání jednotlivých tranzistorů při šířkovém řízení v proudovém střídači

#### 1.4. Metody řízení

Řízení výstupního napětí či proudu je vedle řízení výstupního kmitočtu v mnoha případech nezbytné. Ve všech aplikacích, ve kterých je střídač použit k řízení rychlosti otáčení střídavého stroje musíme řídit napětí či proud a jeho frekvenci. [2]

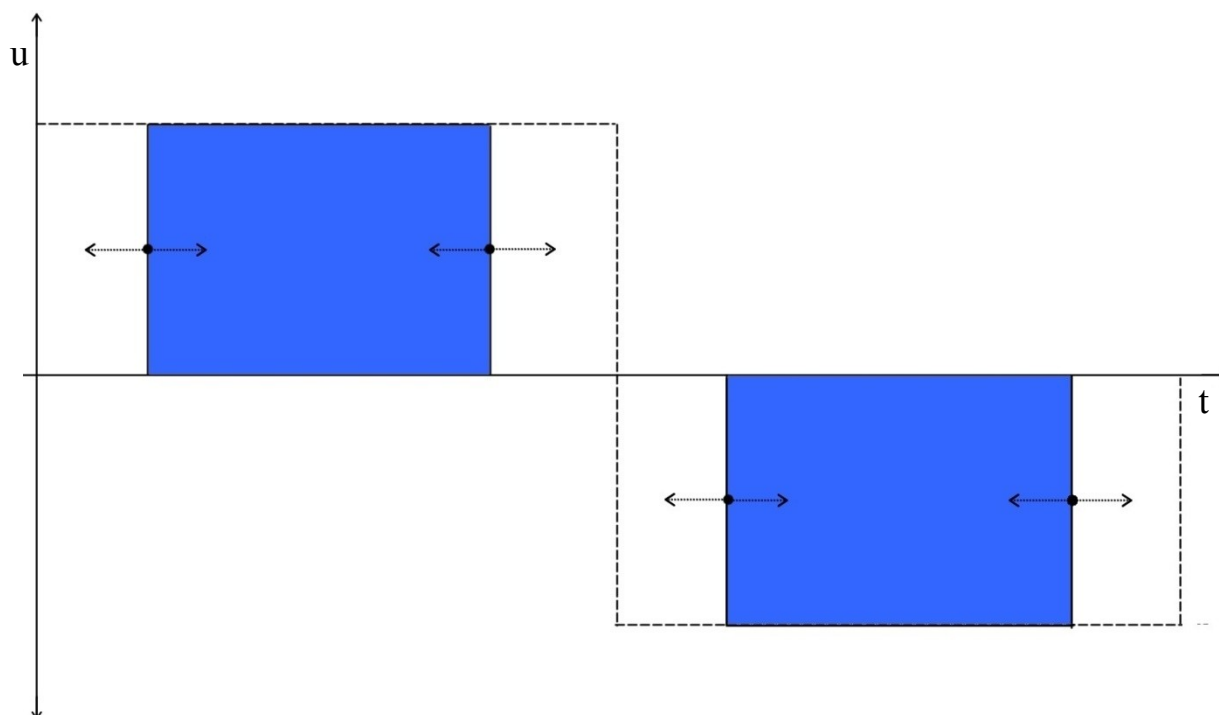
Využitelné jsou tyto způsoby řízení:

- šířkové,
- pulsně šířkové,
- pulsně šířková modulace (PWM),
- řízení v kaskádě.

V této práci je použito šířkové řízení a pulsně šířková modulace (dále pouze PWM).

##### 1.4.1. Šířkové řízení

Změnou šířky pulsu je možné regulovat délku programového úhlu sepnutí tranzistoru. Tento princip je zobrazen na Obr. 1.8.. Jedná se o nejjednodušší způsob řízení a hodí se pouze pro jednoduché a nenáročné aplikace.

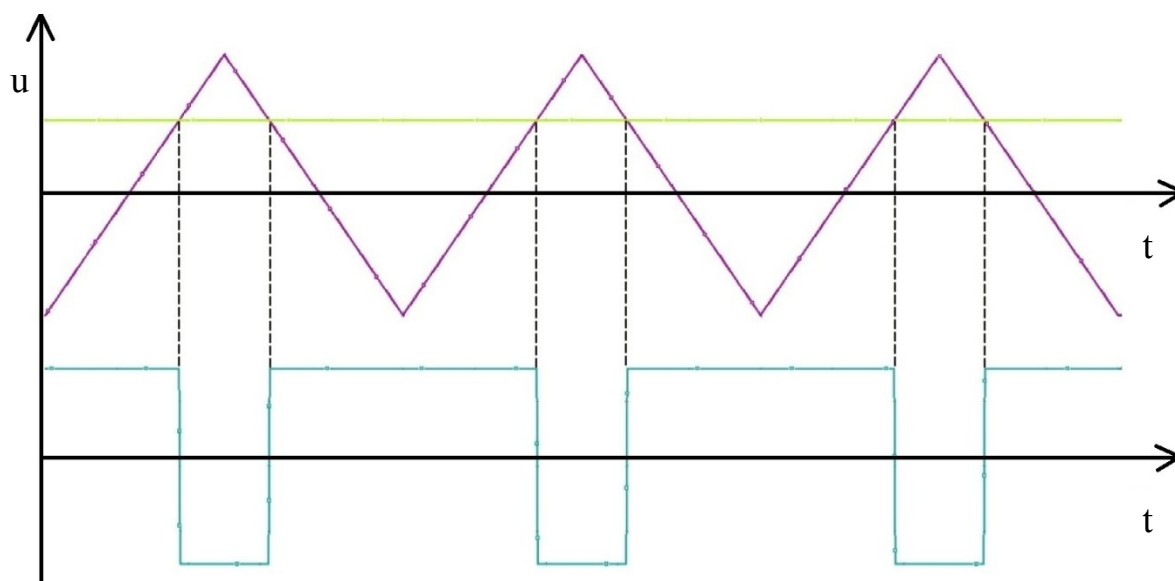


**Obr. 1.8.** - Průběh řídicího napětí při šířkovém řízení

### 1.4.2. Řízení pomocí pulsně šířkové modulace (PWM)

Na Obr 1.9. je zobrazen nejjednodušší způsob vytvoření PWM a to za pomoci porovnávání se stejnosměrným referenčním napětím  $U_R$ . Je zde trojúhelníkový průběh  $U_T$  a pokaždé, když je amplituda tohoto průběhu vyšší, tak komparátor přivede na výstup hodnotu referenčního napětí  $U_R$ . Pokud by bylo místo stejnosměrného referenčního napětí použito napětí sinusové, šlo by vidět plynulou změnu šířky pulsů výstupního napětí, které lze pozorovat na Obr. 1.10..

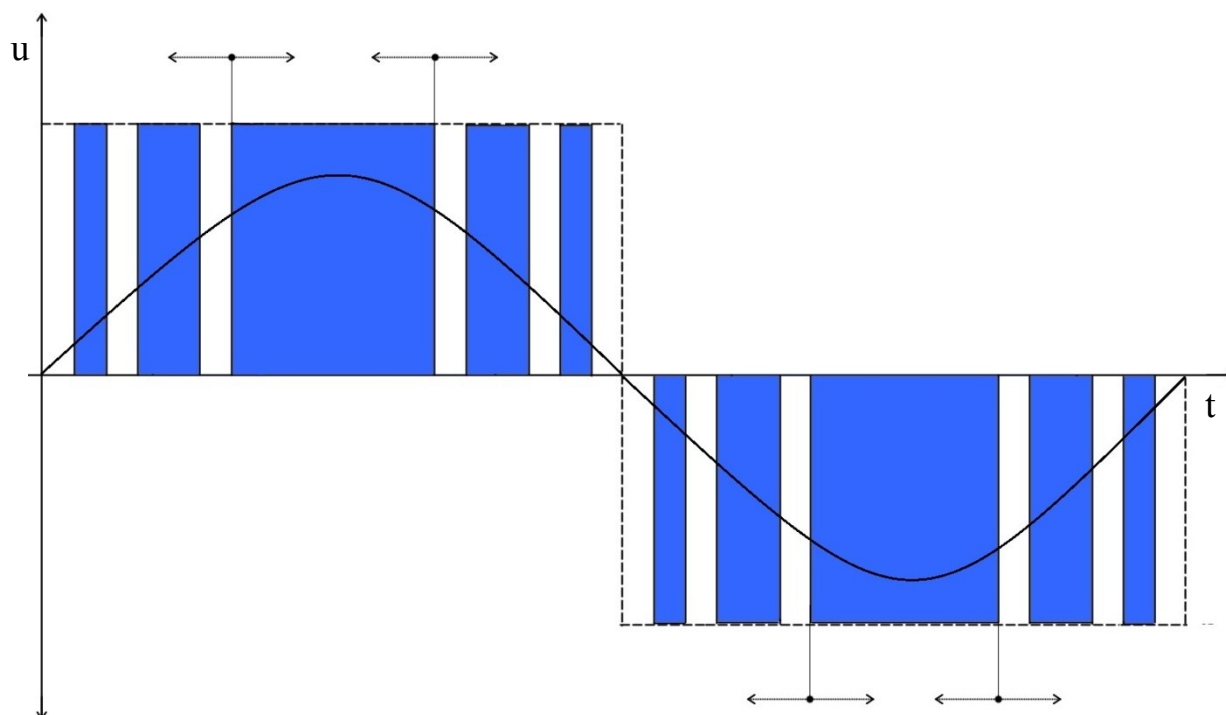
Díky tomuto řízení jsme schopni plynuleji regulovat efektivní hodnotu výstupního napětí a proudu ze střídače. PWM se používá ke složitějším aplikacím.



**Obr. 1.9. - Vytvoření PWM**

$U_R$	Referenční napětí
$U_T$	Trojúhelníkové porovnávací napětí
$U_V$	Výstupní napětí PWM

**Tab. 1.5. – Popis Obr. 1.9.**



**Obr. 1.10.** - Průběh řídicího napětí při PWM

### 1.5. Využití

Nepřímé měniče kmitočtu se užívají zejména k řízení otáček synchroních a asynchroních motorů či jiných střídavých strojů. Díky změně frekvence je možné regulovat efektivní hodnotu proudu či napětí na výstupu měniče. Tyto měniče (nebo pouze střídače) jsou schopny také rekuperace. Toho se využívá v trakčních pohonech, zejména v tramvajích, trolejbusích či železničních lokomotivách. Při brždění vzniká, díky generátorickému chodu otáčejícího se motoru indukované protinapětí. Toto protinapětí se díky nepřímému měniči kmitočtu může přivést zpět do troleje, která napájí motor při motorickém chodu, tím se značně šetří elektrická energie. V posledních letech se zejména střídače užívají v automobilech na elektrický pohon. Zdroj napětí zde zajišťuje baterie, u které rekuperace nalezne své využití. Při každém brždění vozu se baterie přes tento střídač může zpátky dobít a tím prodloužit dojezd vozidla. Další užití mohou střídače nalézt v elektroenergetice a to zejména u obnovitelných zdrojů. Například napětí, které vzniká na solárních kolektorech je stejnosměrné a díky střídači je možné změnit napětí tak, aby mohlo být přivedeno do elektrické sítě.

## 2. Sestavení simulačních modelů v prostředí OrCAD/Pspice

Model nepřímého měniče kmitočtu (dále NMK) v prostředí OrCAD/Pspice se sestavuje totožným způsobem jako skutečný měnič. Jednotlivé součástky volíme podle údajů uvedených výrobcem v katalogu použité součástky.

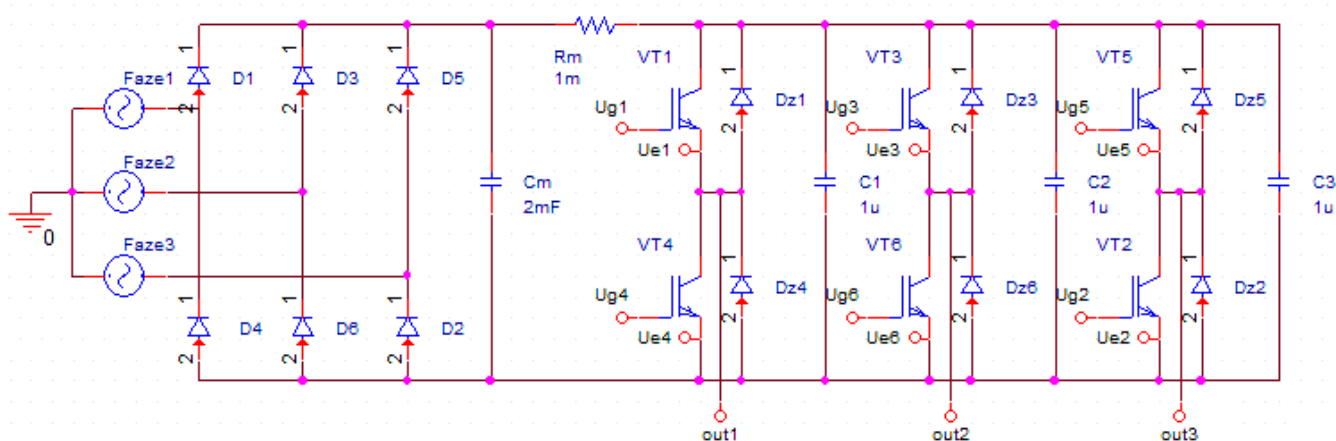
### 2.1. Model nepřímého měniče kmitočtu s napětovým střídačem

Na Obr. 2.1. je schéma zapojení NMK s napětovým střídačem v prostředí OrCAD/Pspice. Na tomto modelu lze vidět, že se velice podobá schématu zapojení na Obr. 1.3. z první kapitoly. Důvod je již předem zmíněn a to, že se postupuje stejným způsobem jako při návrhu reálného NMK.

Jako model síťového napájení jsou zdroje Faze1, Faze2 a Faze3, kdy každý z nich reprezentuje zdroj sinusového napětí, o frekvenci 50Hz a amplitudě 326V, která odpovídá efektivní hodnotě fázového napětí 230V. Fáze každého zdroje je od sebe posunuta o  $120^\circ$ .

Na vstupu tedy lze vidět šesti pulsní diodový usměrňovač složený ze šesti diod (D1-D6) BYT30P-800. Za usměrňovačem se nachází meziobvod, ve kterém je kondenzátor  $C_m$  o velikosti 2mF, ten je zde jako napětový zdroj pro střídač. Dále se v meziobvodu nachází rezistor  $R_m$ , který slouží pouze jako měřicí rezistor pro připojení proudové sondy.

Za meziobvodem se nachází napětový střídač. Ten je složen se šesti spínacích součástek (VT1-VT6). V tomto případě jsou užity IGBT tranzistory CM100DY-24H. Jako zpětné diody (Dz1-Dz6) je použit stejný typ jako v usměrňovači. Kondenzátory C1,C2,C3 slouží k odstranění velkých napětových špiček při dynamických dějích ve střídači.



**Obr. 2.1.** – Model nepřímého měniče kmitočtu s napětovým střídačem v OrCAD/Pspice

IGBT CM100DY-24H	$I_C = 100A$ $V_{CE} = 1200V$
Diody BYT30P-800	$I_F = 30A$ $V_R = 800V$

**Tab. 2.1.** – Základní katalogové údaje [6], [7]

Řízení napětového střídače je použito šířkové, a PWM.

Na Obr. 2.2. je model šířkového řízení, kde jsou použity pulsní zdroje. Tyto zdroje mají nastavené své časové parametry tak, aby generovaly obdélníkové pulsy o požadované délce. Doba pulsu PW je vypočítaná pomocí vztahu:

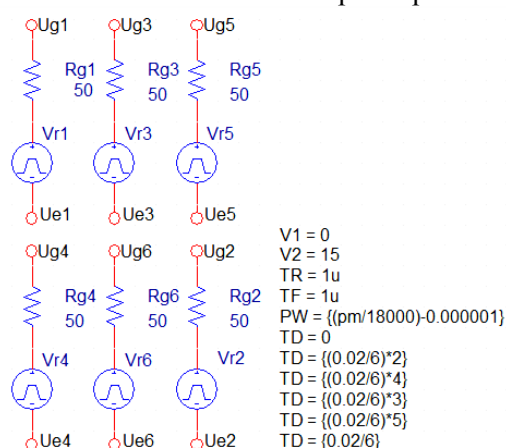
$$P_w = \frac{pm}{18000} - mrtvý\ čas \quad (2.1)$$

kde  $pm$  reprezentuje programový úhel, který je nastavený ve speciální součástce parametrs.

Zpoždění pulsu TD je nastaveno tak, aby se součástky spínaly postupně dle jejich popisu. Tato posloupnost je zobrazena v Tab. 1.2. v úvodní kapitole. Nastavuje se pomocí vztahu:

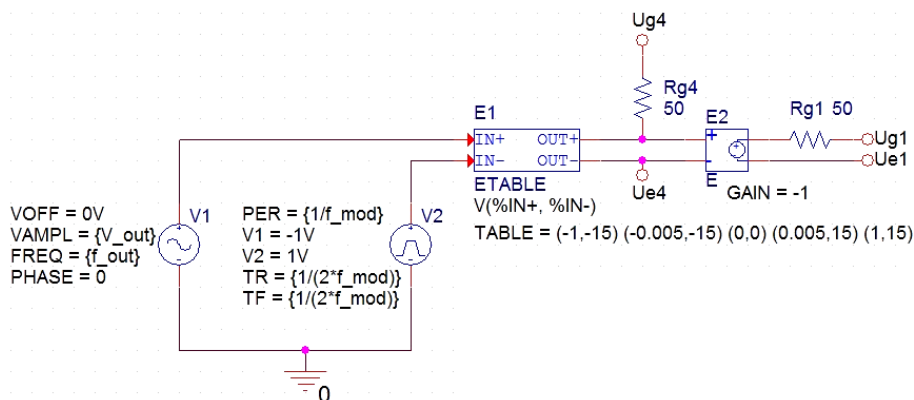
$$T_D = \frac{T}{p} \quad (2.2)$$

kde  $T$  odpovídá periodě a  $p$  odpovídá počtu taktů střídače. Poté můžeme výsledek znásobit číslem, které bude odpovídat taktu, ve kterém chceme tranzistor sepnout po dobu trvání definovanou  $P_w$ .



**Obr. 2.2.** – Model šířkového řízení v OrCAD/Pspice

Na Obr. 2.3. je model PWM řízení. Princip PWM je vysvětlen v úvodní kapitole. V modelu je zdroj sinusového signálu V7, který se porovnává se zdrojem pilovitého signálu V8 v komparačním bloku TABLE. Pokud je sinusové napětí zdroje V7 vyšší než pilovité napětí zdroje V8, tak blok vygeneruje puls o velikosti 15V, který je přiveden na jeden ze spodní řady IGBT tranzistorů (VT4). Poté následuje blok GAIN, který otáčí fázi pulsů a ty jsou pak přivedeny na jeden IGBT tranzistor horní řady (VT1), který je připojen na stejnou fázi zátěže jako tranzistor ze spodní řady. Parametr  $V_{out}$  reprezentuje velikost komparovaného napětí. Parametr  $f_{out}$  odpovídá frekvenci síťového napětí a poslední parametr  $f_{mod}$  odpovídá modulačnímu kmitočtu.

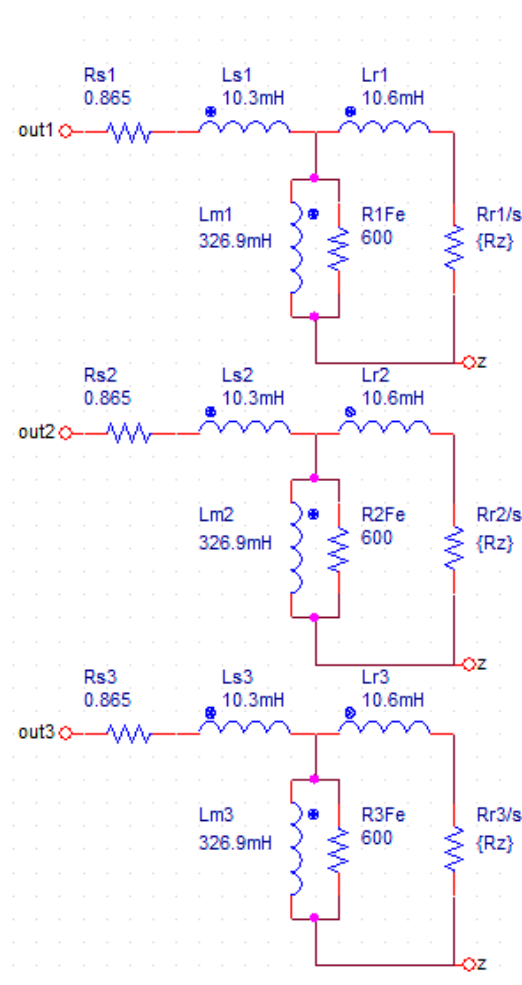


**Obr. 2.3.** – Model PWM řízení v OrCAD/Pspice

Jako zátěž NMK je použit třífázový asynchronní motor Siemens 1LE1003-1DA23-4AA4. Jedná se o motor z klecí na krátko. Obvodové veličiny jsou použity z katalogu zaslaného výrobcem.

U - napětí	400V
I - proud	19.6A
f - frekvence	50Hz
P - výkon	11kW
N - otáčky	2955ot/min
M - moment	35,5Nm

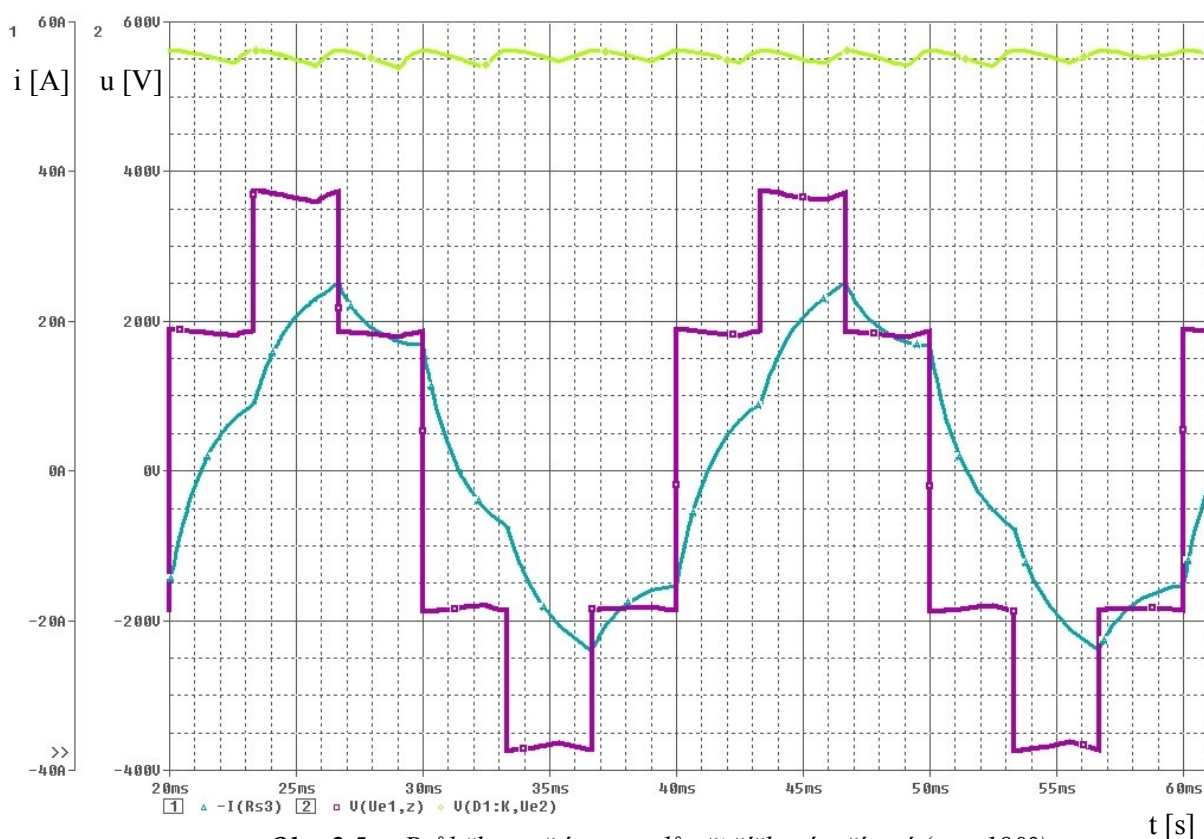
**Tab. 2.2.** – Základní štítkové údaje motoru [8]



**Obr. 2.4.** – Náhradní schéma asynchronního motoru Siemens v OrCAD/Pspice

Zátěž je vždy upravena pro každý použitý NMK tak, aby byl výkon dodávaný motoru 11kW a to zejména parametrem Rz, který je zobrazen na Obr 2.4..



Obr. 2.5. – Průběh napětí a proudů při šířkovém řízení ( $\psi = 180^\circ$ )

Napětí v meziobvodu
Fázové napětí na zátěži
Proud zátěže

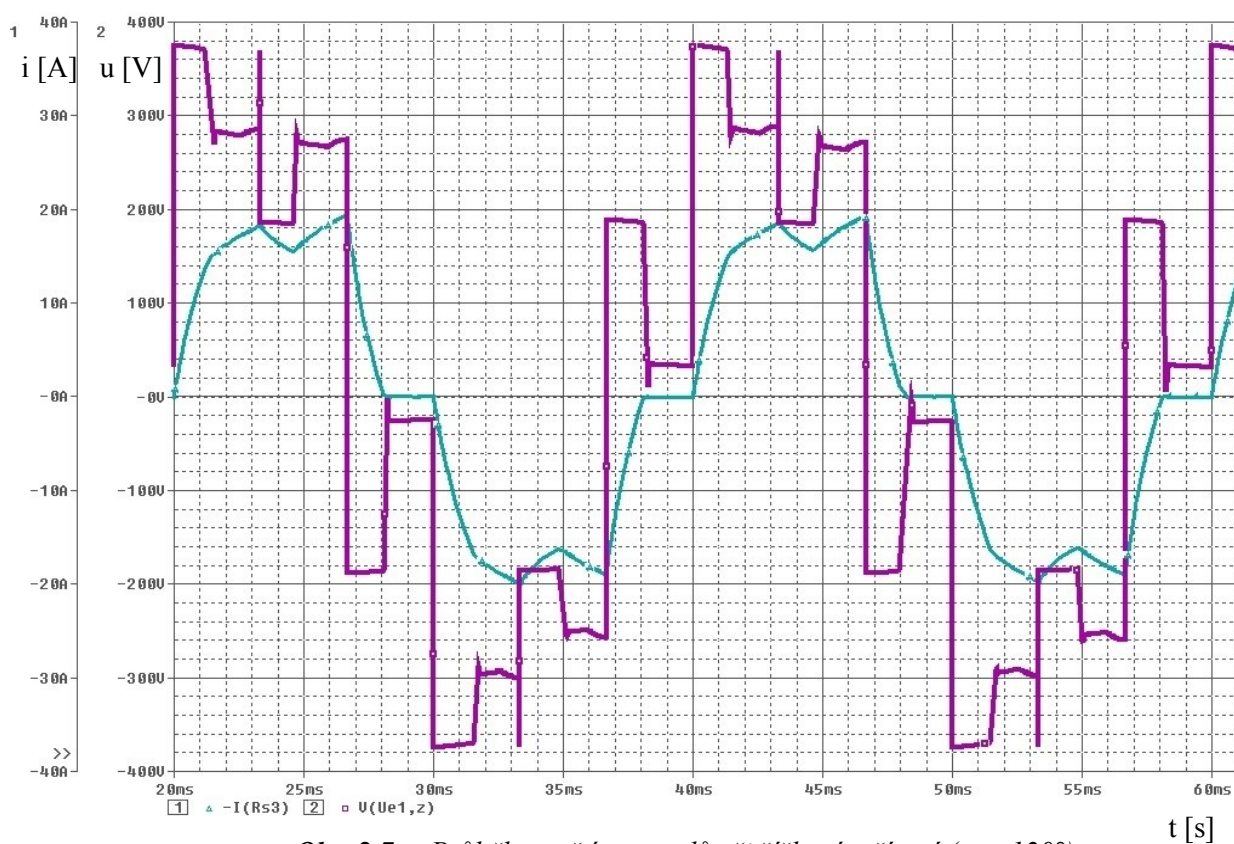
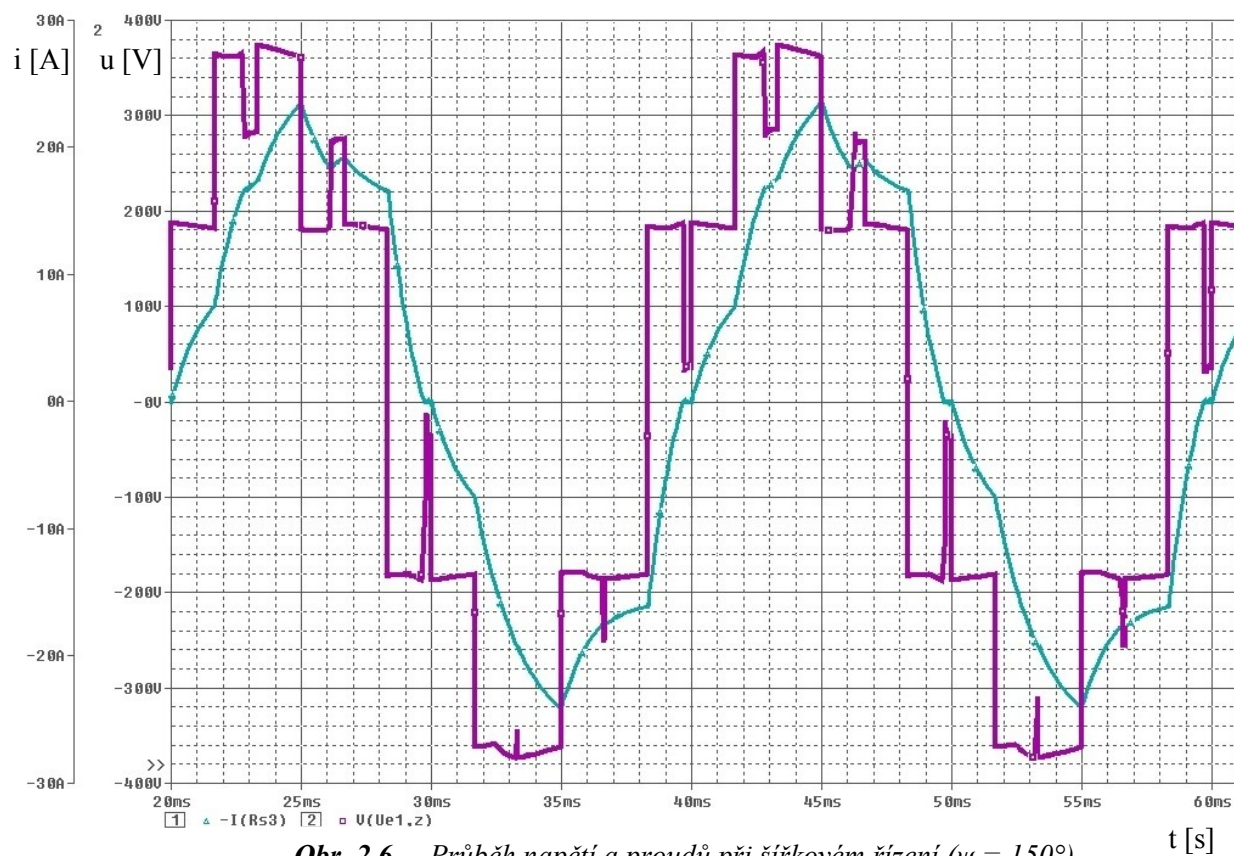
Tab. 2.3. – Popis Obr. 2.5. - 2.7.

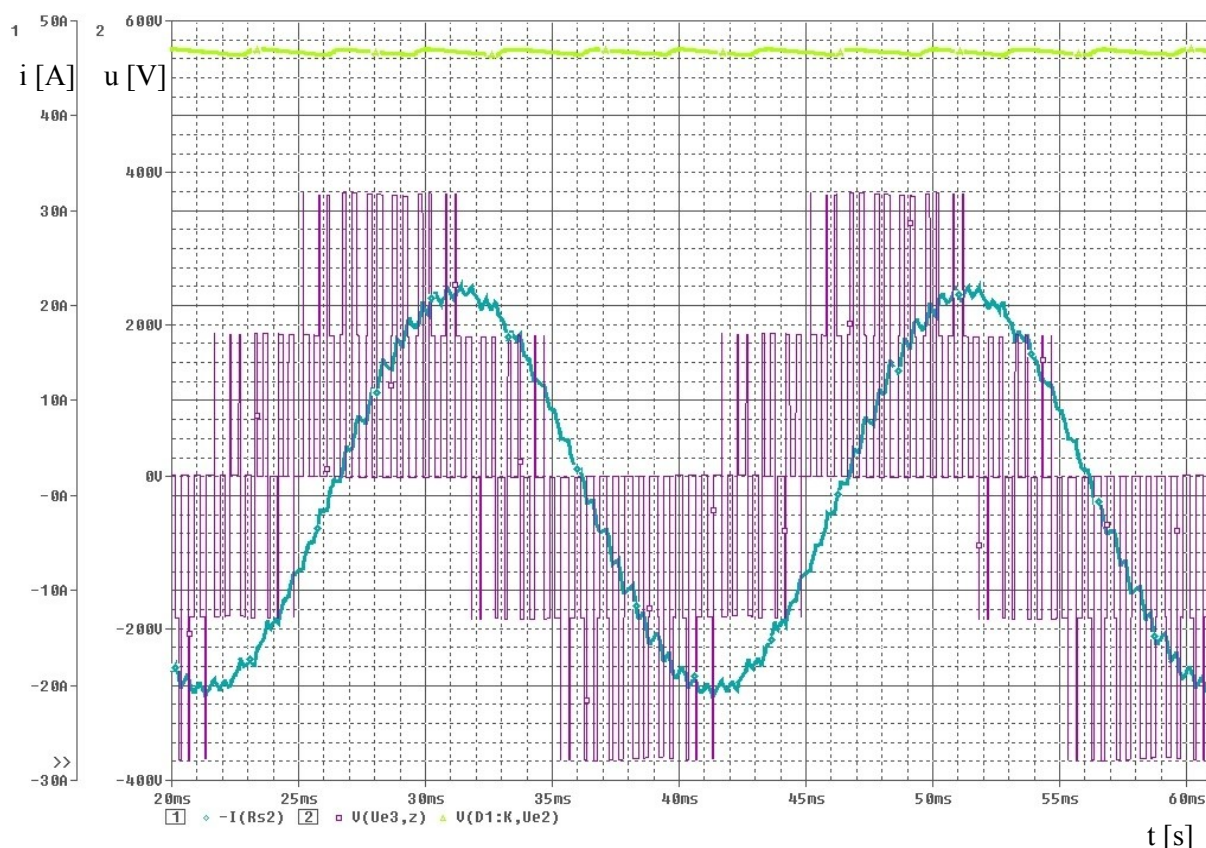
Na Obr. 2.5. je zobrazen průběh napětí v meziobvodu, který je téměř vyhlazen díky kondenzátoru  $C_m$  o kapacitě 2mF.

Fialový průběh reprezentuje napětí na zátěži při programovém úhlu  $\psi = 180^\circ$ . Na průbězích lze vidět mírné zvlnění obálky, které odpovídá zvlnění napětí v meziobvodu.

Modrý průběh odpovídá proudu zátěže, který je poskládán z více částí. Proud nekopíruje napětí z důvodu indukčnosti v zátěži. Vždy, když napětí na zátěži skokově vzroste, tak se indukčnost v zátěži postupně nabíjí. Totéž platí, když napětí na zátěži skokově klesne. Indukčnost se začne pomalu vybíjet.

Průběhy pro programový úhel  $150^\circ$  a  $120^\circ$  jsou zobrazeny na Obr. 2.6. a 2.7.. Čím nižší je programový úhel, tím nižší je efektivní hodnota protékající proudu zátěže.





**Obr. 2.8.** – Průběh napětí a proudů při PWM řízení ( $f_{\text{mod}}=1\text{kHz}$ )

Napětí v meziobvodu
Fázové napětí na zátěži
Proud zátěže

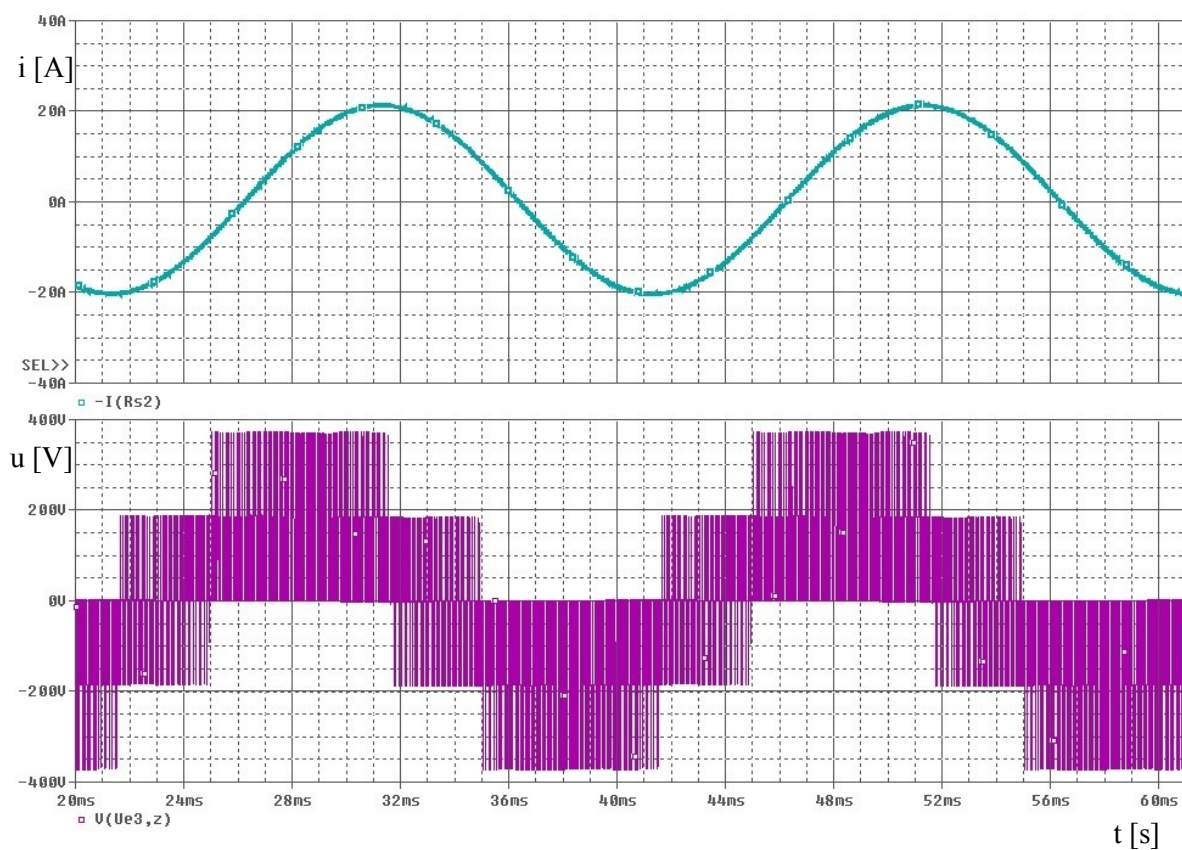
**Tab. 2.4.** – Popis Obr. 2.8. - 2.10.

Na Obr. 2.6. je vidět napětí v meziobvodu, které odpovídá napětí u širkového řízení.

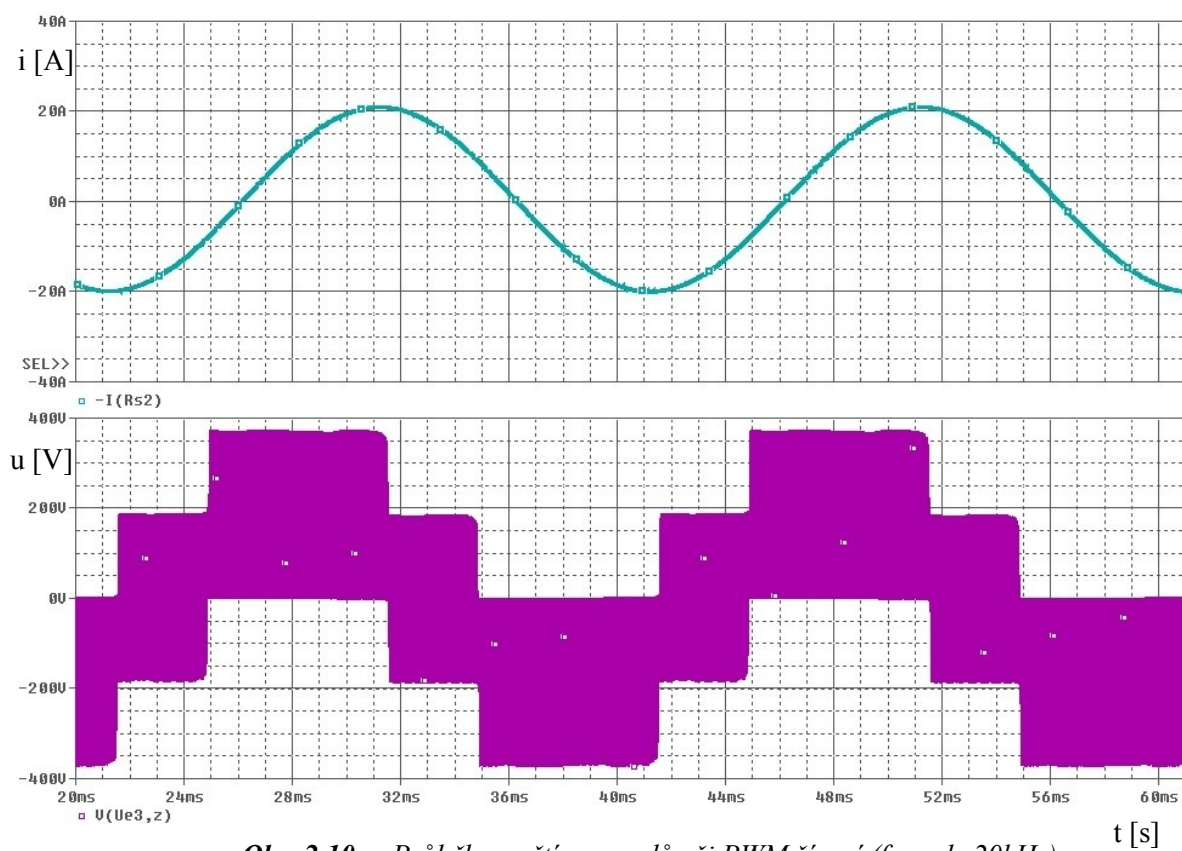
Fialový průběh odpovídá napětí na zátěži, které vytvořeno PWM řízením o modulační frekvenci  $f_{\text{mod}} = 1\text{kHz}$ . Frekvence je zvolena malá, aby šly vidět jednotlivé spínací pulsy. Je vidět zvlnění obálky odpovídající zvlnění napětí v meziobvodu jako u širkového řízení.

Proud zátěže se tvarem blíží k proudu sinusovému, pokud by byla zvýšena modulační frekvence PWM řízení, tak by proud téměř odpovídal sinusovému průběhu. Průběhy pro vyšší modulační frekvenci 5kHz a 20kHz vidíme na Obr. 2.9 a 2.10.. Průběh pro 20kHz má již silně promodulované napětí a nelze tedy vidět jednotlivé napěťové pulsy a proud již tvarem odpovídá sinusovému průběhu. Pro moderní výkonové spínací součástky, jako jsou například použité tranzistory IGBT, které jsou schopny spínat velké výkony při vysokých kmitočtech, se již širkové řízení téměř nepoužívá a je plně nahrazeno PWM. Při změně parametru  $V_{\text{out}}$ , který reprezentuje modulační napětí se mění velikost efektivního napětí a proudu na zátěži. Tyto změny jsou patrné na Obr. 2.11. a 2.12..

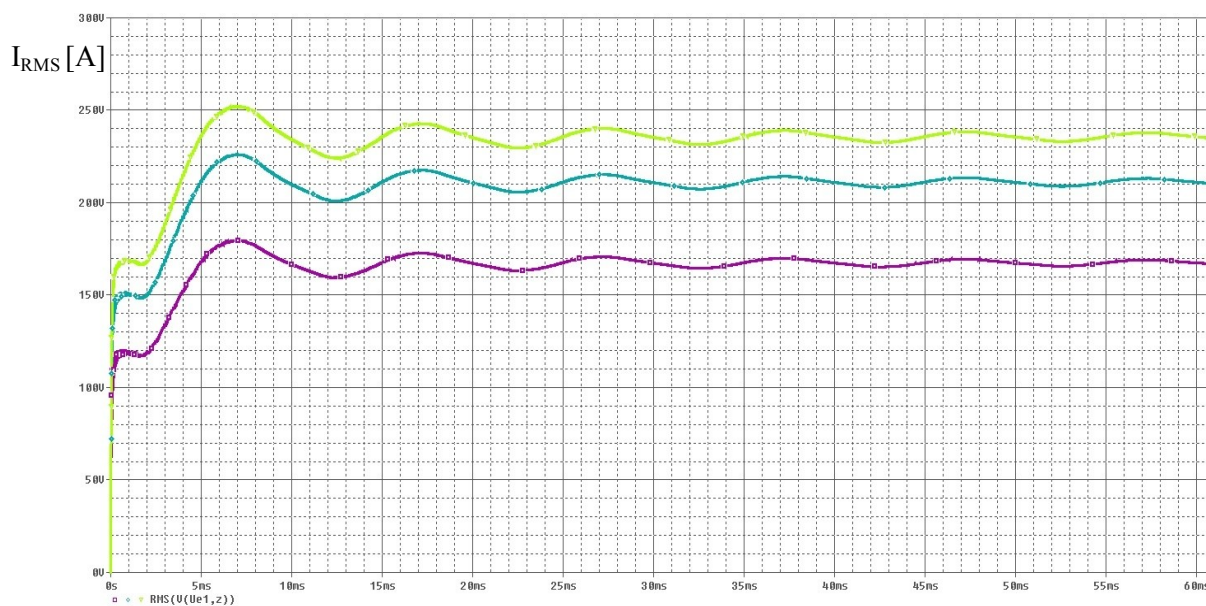




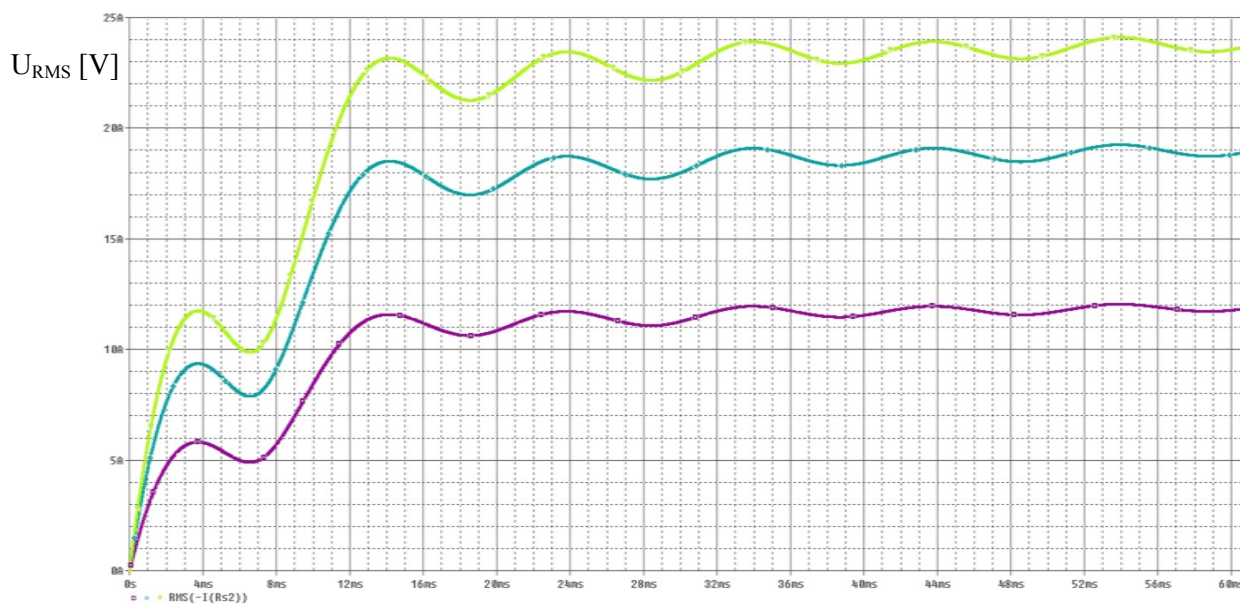
**Obr. 2.9.** – Průběh napětí a proudů při PWM řízení ( $f_{mod}=5\text{kHz}$ )



**Obr. 2.10.** – Průběh napětí a proudů při PWM řízení ( $f_{mod}=20\text{kHz}$ )



**Obr. 2.11.** – Efektivní hodnoty proudů při různých hodnotách  $V_{out}$   $t$  [s]  
( $f_{mod}=10\text{kHz}$ )



**Obr. 2.12.** – Efektivní hodnoty napětí při různých hodnotách  $V_{out}$   $t$  [s]  
( $f_{mod}=10\text{kHz}$ )

$V_{out} = 1\text{V}$
$V_{out} = 0.8\text{V}$
$V_{out} = 0.5\text{V}$

**Tab. 2.5.** – Popis Obr. 2.11. a 2.12.

## 2.2. Model nepřímého měniče kmitočtu s proudovým střídačem

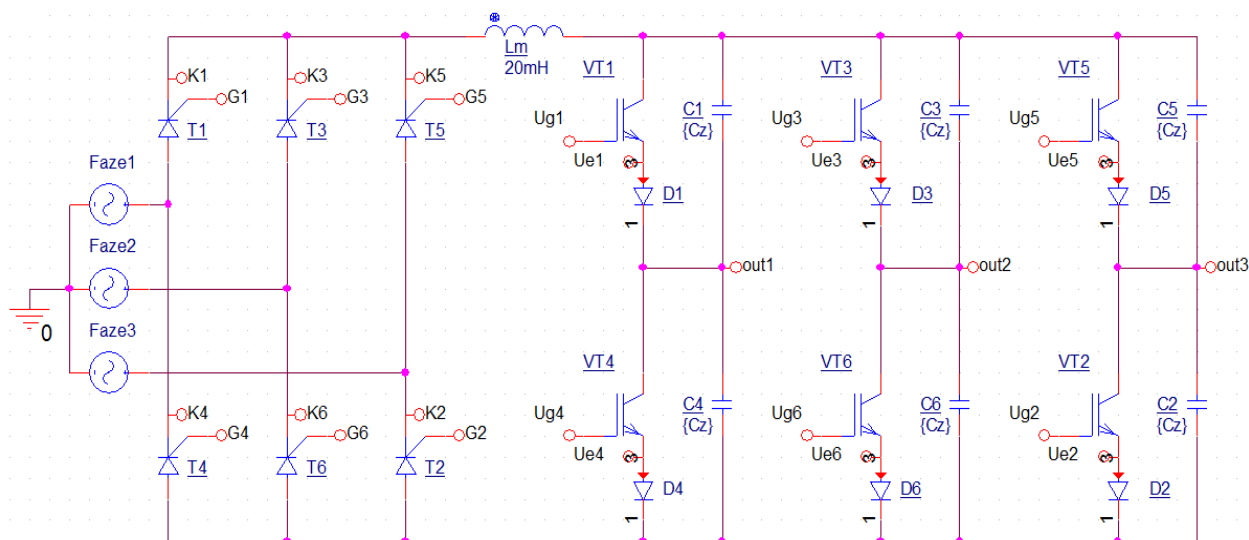
Na Obr 2.13. je schéma NMK s proudovým střídačem. Ten se skládá s řízeného tyristorového usměrňovače na vstupu a proudového střídače na výstupu. Princip činnosti tyristorového usměrňovače a proudového střídače nalezneme v úvodní kapitole.

Jako v případě NMK s napětovým střídačem jsou pro model síťového napájení použity zdroje Faze1, Faze2 a Faze3, kde každý z nich reprezentuje zdroj sinusového napětí, o frekvenci 50Hz a amplitudě 326V, která odpovídá efektivní hodnotě fázového napětí 230V. Fáze každého ze zdrojů je od sebe posunuta o  $120^\circ$ .

Na vstupu je použit tyristorový řízený usměrňovač, který se skládá s šesti tyristorů (T1-T6) 2N6405. Usměrňovač je řízen pomocí parametru alfa, který reprezentuje řídicí úhel. Tímto úhlem se nastavuje zpoždění spínání tyristorů a tím pádem řídí velikost střední hodnoty napětí a proudu v meziobvodu. Tímto úhlem také definujeme výkon, který bude na zátěži. Důvod použití řízeného usměrňovače je ten, že proudový střídač má omezené možnosti řízení výstupního výkonu. Při širkovém řízení nelze výstupní výkon řídit vůbec, protože parametr  $\alpha$ , který reprezentuje programový úhel je nastaven na konstantní hodnotu  $120^\circ$  a nelze ho měnit. Při řízení střídače pomocí PWM jsou možnosti řízení omezené a proto se taktéž užívá k řízení výkonu tyristorový usměrňovač.

Za usměrňovačem se nachází meziobvod, který se skládá z tlumivky  $L_m$ , která má velikost 20mH. Tato velikost je plně dostačující k zajištění zdroje proudového charakteru pro proudový střídač.

Proudový střídač se skládá s IGBT tranzistorů (VT1-VT6) CM150DY-24H. Diody D1-D6 typu BYT30P-800, která slouží jako ochrana VT, jelikož střídačem prochází obě polarity napětí. Kondenzátory C1-C6 slouží k převzetí proudu z meziobvodu při přepínání jednotlivých VT. Jejich kapacita je volena parametrem  $C_z$  a je nastavována podle typu řízení.



Obr. 2.13. – Model nepřímého měniče kmitočtu s proudovým střídačem v OrCAD/Pspice

IGBT CM150DY-24H	$I_C = 150A$ $V_{CE} = 1200V$
Diody BYT30P-800	$I_F = 30A$ $V_R = 800V$
Tyristory 2N6405	$V_{drm} = 800V$ $V_{rrm} = 800V$ $I_{tm} = 32A$

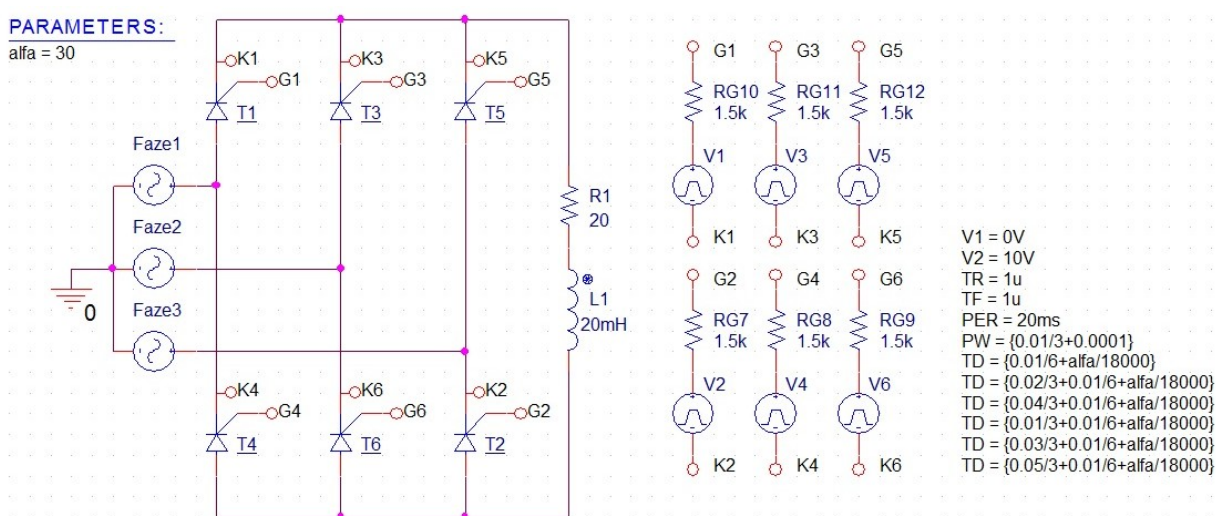
Tab. 2.6. – Základní katalogové údaje [7], [9], [10]

Řízení proudového střídače pomocí šířkového a PWM řízení je totožné s napětovým střídačem s tím rozdílem, že u šířkového řízení je programový úhel  $\alpha$  nastaven konstantně na  $\psi = 120^\circ$ . U PWM je rozdíl pouze v parametru frekvence spínání  $f_{\text{mod}}$ , kdy u proudového střídače se používají menší kmitočty do 3kHz. Při vyšších kmitočtech dochází k velkým výkonovým ztrátám.

Řízení tyristorového usměrňovače je popsáno v úvodní kapitole. Jako model řízení je použito šest pulsních zdrojů viz. Obr. 2.14.

Zátěž je použita stejná jako v případě NMK s napětovým střídačem. Jedná se tedy o motor Siemens 1LE1003-1DA23-4AA4, který je popsán na straně 22.

Postup při vytvoření NMK s proudovým střídačem je složitější z důvodu tyristorového usměrňovače na vstupu a kapacitní kompenzace zátěže na výstupu střídače. Aby se vyhnulo zdlouhavým komplikacím při návrhu tak je třeba postupovat tak, že se nejprve vytvoří řízený usměrňovač viz. Obr. 2.14. Ten se pak připojí na RL zátěž a vyzkouší se jeho funkčnost při různých řídicích úhlech. Průběh proudu a napětí pro řídicí úhel  $\alpha = 30^\circ$  je zobrazen na Obr. 2.15..



**Obr. 2.14.** – Model tyristorového usměrňovače v OrCAD/Pspice

Tyristory 2N6405 mají dle katalogových údajů minimální otevírací proud do hradla velikosti  $I_G = 5\text{mA}$ . Proto volíme napětí pulsu a rezistor  $R_G$  dle vztahu:

$$I_G = \frac{V_2}{R_G} = \frac{10}{1500} = 6,6\text{mA} \quad (2.3)$$

Délka jednotlivých pulsů  $P_W$  je zvolena podle velikosti jedné periody  $T$ , kdy délka pulsu je  $P_W$  je podíl periody  $T$  ku počtu pulsů. K té se pak přičítá hodnota 0,1ms. Tato doba zajišťuje dostatečný čas k sepnutí dalšího tyristoru. Délka jedné periody je určena ze vstupní síťové frekvence  $f = 50\text{Hz}$ .

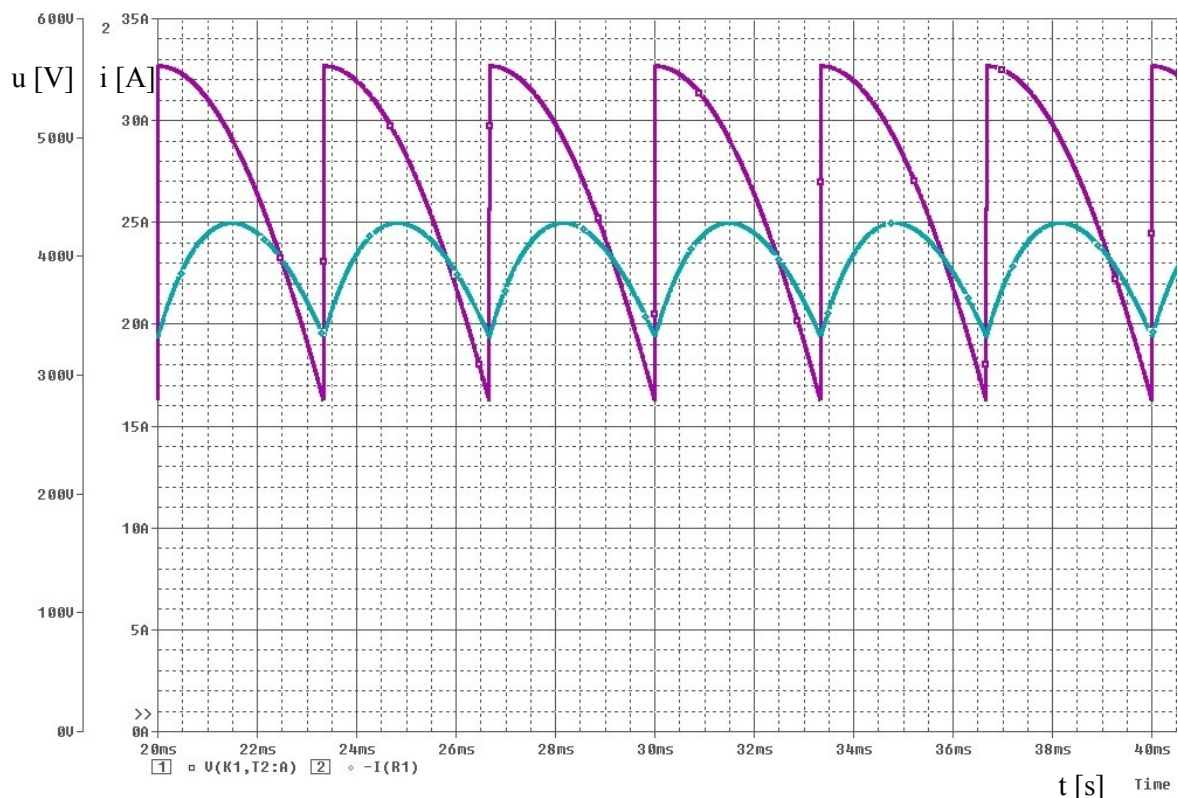
$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{50} = 0,02 = 20\text{ms} \quad (2.4)$$

Z toho pak vypočteme délku pulsu, periodu podělíme 6, protože se jedná o šesti pulsní usměrňovač.

$$P_W = \frac{T}{6} = \frac{T/2}{3} = \frac{20\text{ms}/2}{3} = 3,333\text{ms} \rightarrow 3,333 + 0,1 = 3,433\text{ms} \quad (2.5)$$

Zpoždění  $T_D$  se nastavuje dle spínání jednotlivých součástek. Komutace nastává každých  $60^\circ$  s požadovaným zpožděním o řídicí úhel  $\alpha$ . Každá součástka je tedy sepnutá po dobu  $60^\circ$ , tedy 3,333ms.



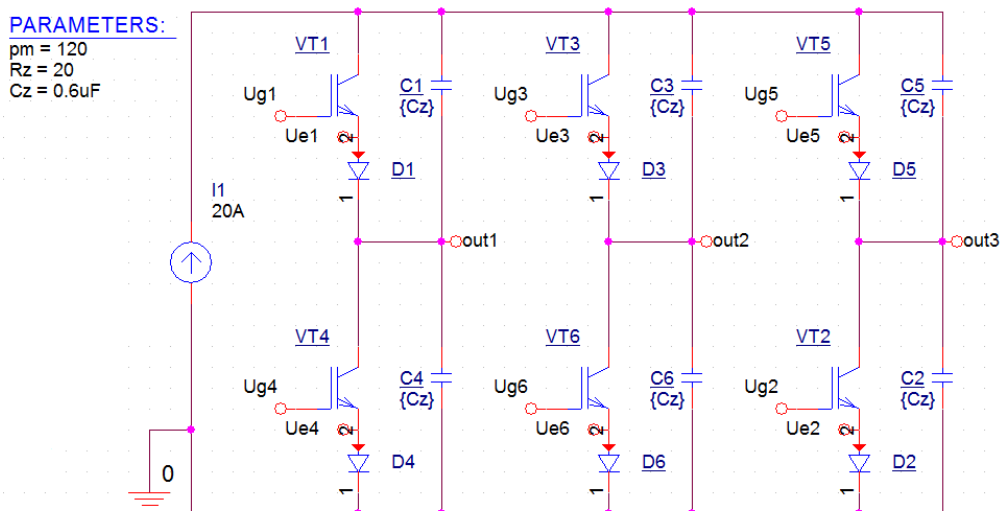


**Obr. 2.15.** – Průběh napětí a proudu na výstupu z tyristorového usměrňovače

Výstupní proud  
Výstupní napětí

**Tab. 2.7.** – Popis Obr. 2.15.

Poté je zvlášť vytvořen proudový střídač viz. obr. 2.16., který je napájen z ideálního proudového zdroje a opět je vyzkoušena funkčnost při širkovém i PWM řízení viz. Obr. 2.17 a Obr. 2.18.. Při různých typech řízení je volena rozdílná kapacita kompenzace zátěže  $C_Z$ . Ta se následně snižuje do té míry, dokud je střídač stabilní. Poté se funkční střídač zařadí za tyristorový usměrňovač a přidá se tlumivka do meziobvodu. Velikost tlumivky se volí tak, aby proud v meziobvodu byl pokud možno co nejvíce konstantní.

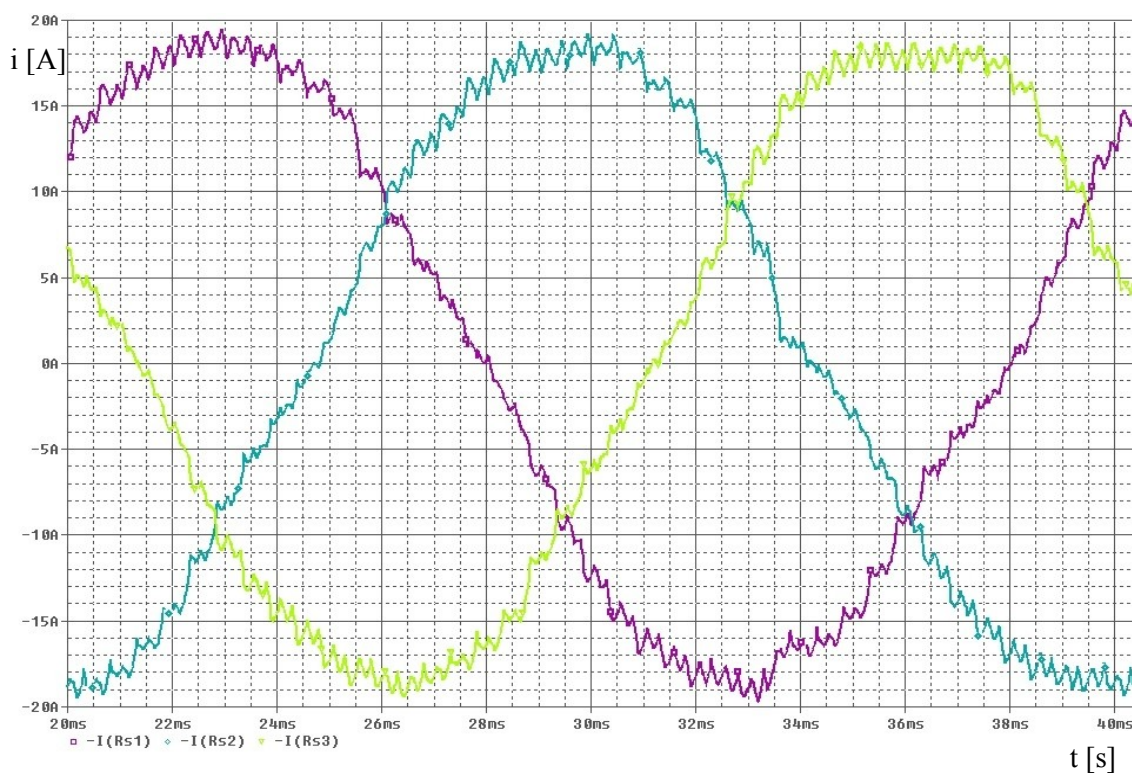


**Obr. 2.16.** – Model proudového střídače v OrCAD/Pspice





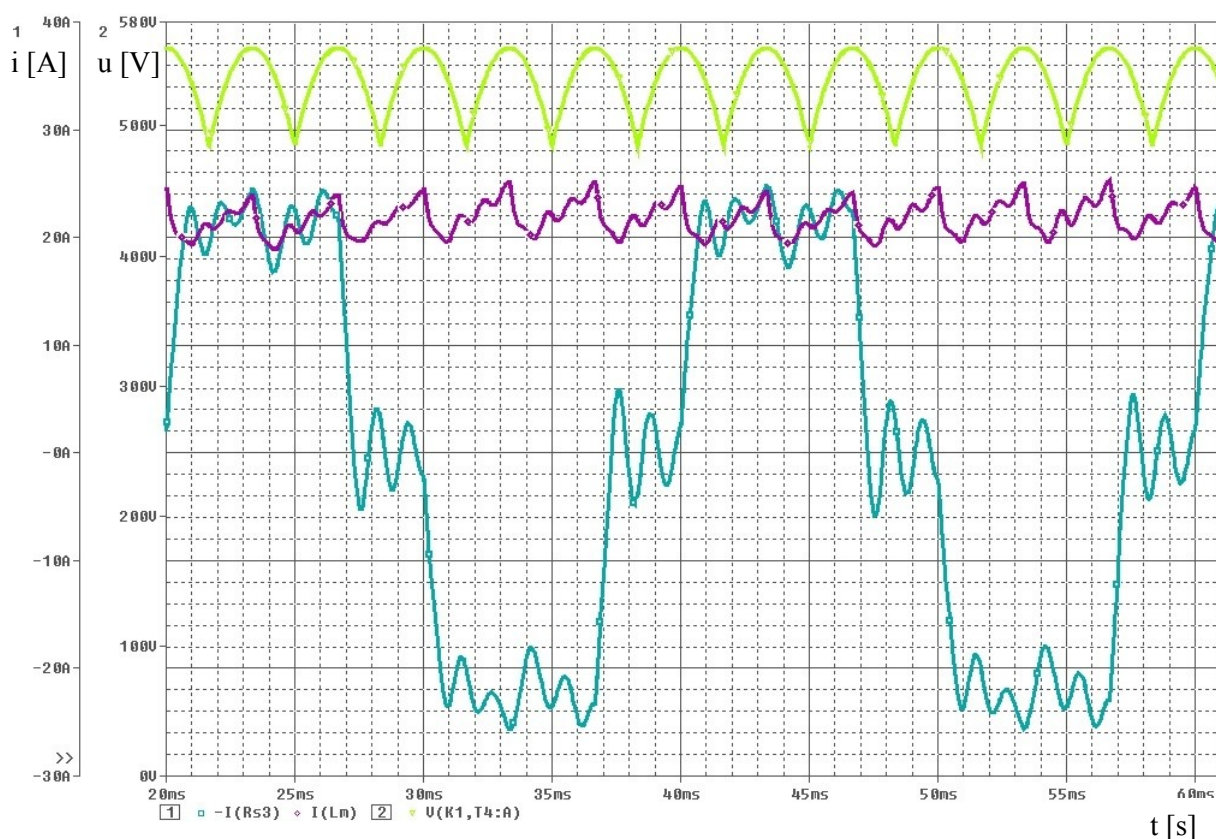
**Obr. 2.17.** – Průběh výstupních proudů z proudového střídače (šířkové řízení)



**Obr. 2.18.** – Průběh výstupních proudů z proudového střídače (PWM řízení,  $f_{\text{mod}} = 2\text{kHz}$ )

Fázový proud č.1
Fázový proud č.2
Fázový proud č.3

**Tab. 2.8.** – Popis Obr. 2.17. a 2.18.



**Obr. 2.19.** – Průběh napětí a proudů při šířkovém řízení ( $\alpha = 0^\circ$ )

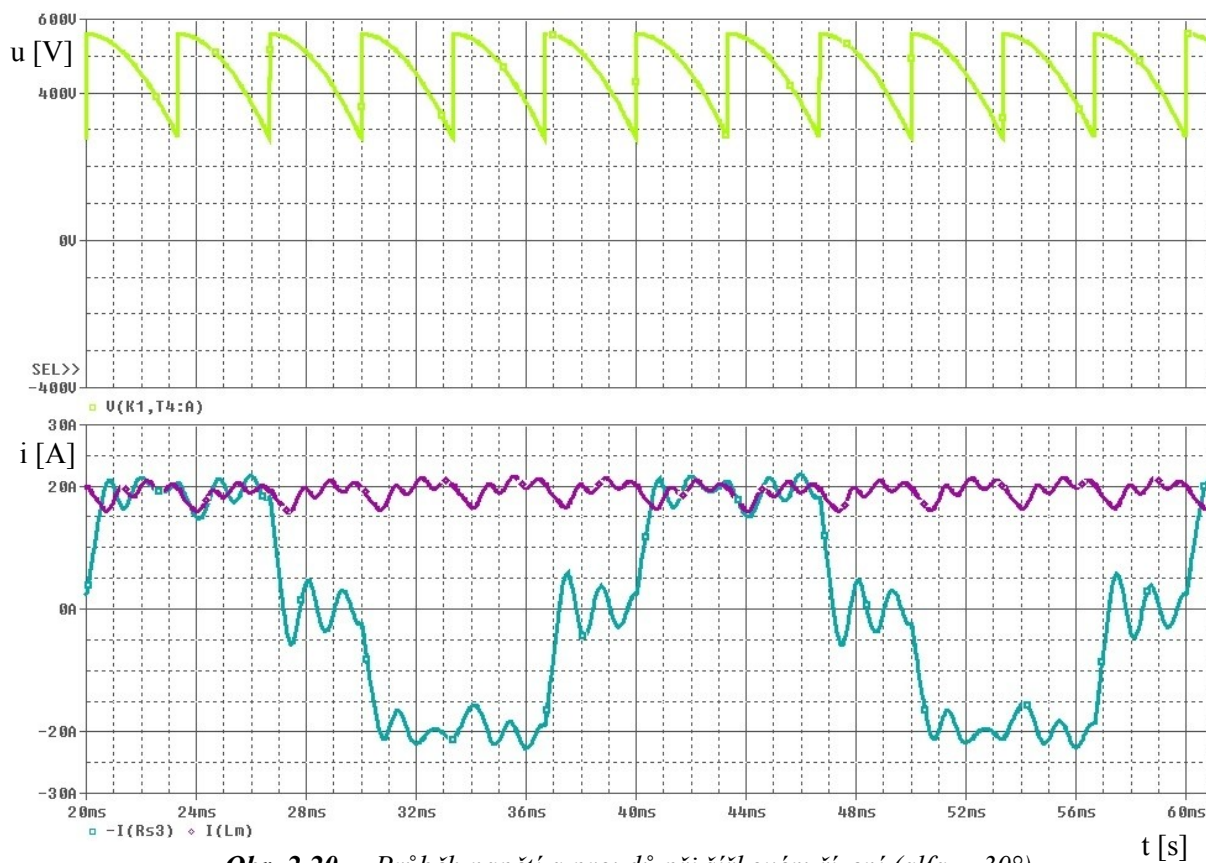
Napětí v meziobvodu
Proud v meziobvodu
Proud zátěže

**Tab. 2.9.** – Popis Obr. 2.19. - 2.21.

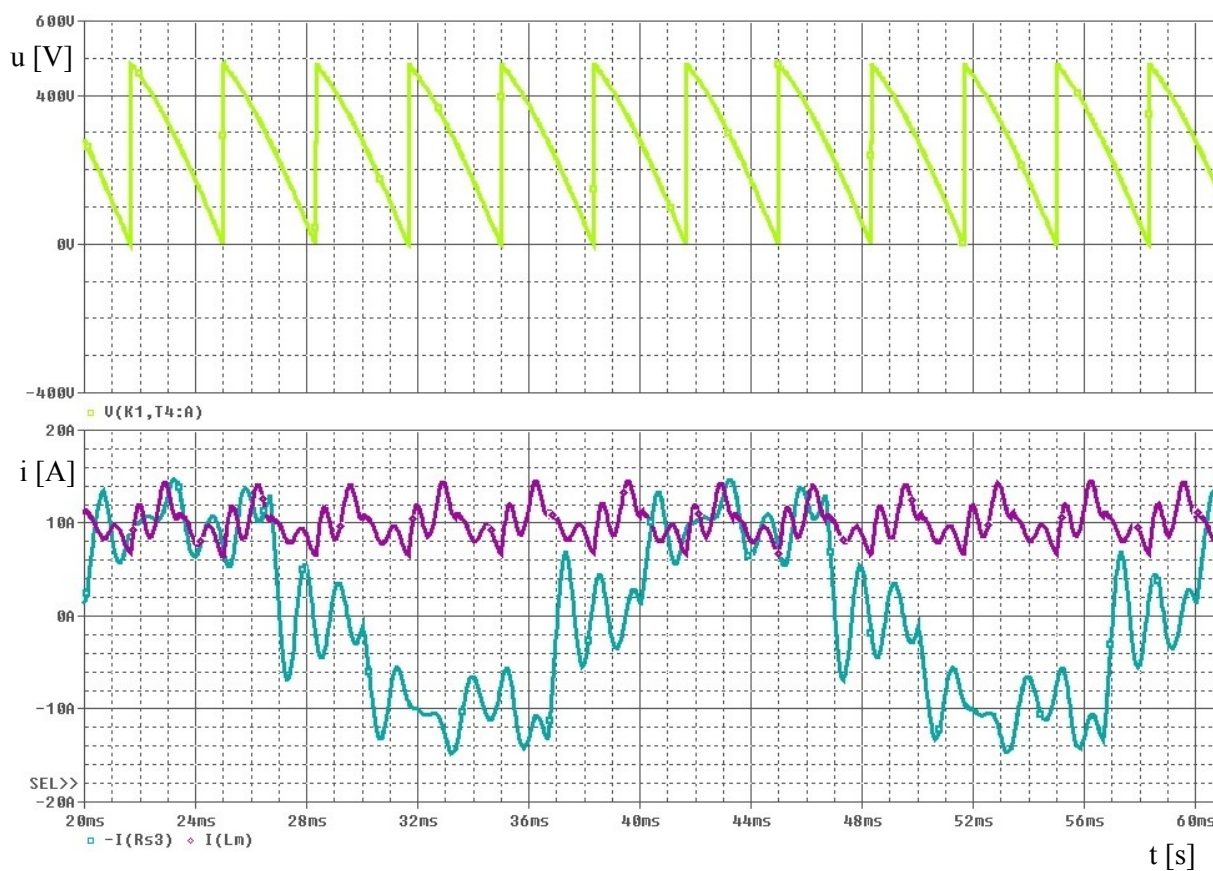
Na Obr. 2.19. jsou již vidět průběhy pro kompletní NMK s proudovým střídačem. Zelený průběh reprezentuje napětí v meziobvodu, kdy jsou tyristory plně otevřeny při řídicím úhlu  $\alpha = 0^\circ$ . Dále lze vidět fialový průběh proudu v meziobvodu, který je spojitý a je částečně vyhlazen díky tlumivce  $L_m$ .

Střídavý proud v první fázi na zátěži odpovídá teoretickým průběhům s mírným zvlněním, které odpovídá zvlnění proudu v meziobvodu. Při zvyšování řídicího úhlu  $\alpha$  se střední hodnota proudu a napětí v meziobvodu snižuje a tím je docíleno řízení výkonu v zátěži. Průběhy pro řídicí úhel  $\alpha = 30^\circ$  a  $60^\circ$  jsou zobrazeny na Obr 2.20. a 2.21..

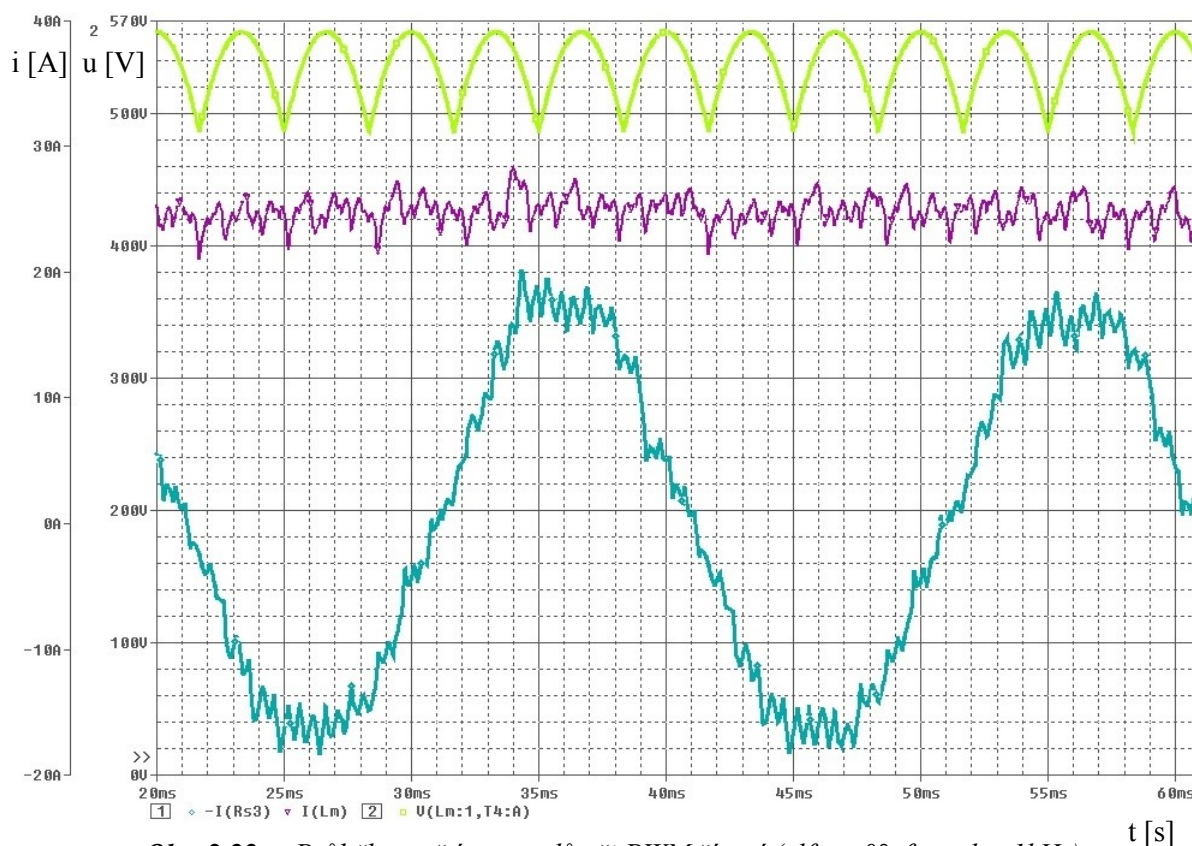




**Obr. 2.20.** – Průběh napětí a proudů při širkovém řízení ( $\alpha = 30^\circ$ )



**Obr. 2.21.** – Průběh napětí a proudů při širkovém řízení ( $\alpha = 60^\circ$ )



**Obr. 2.22.** – Průběh napětí a proudů při PWM řízení ( $\alpha = 0^\circ$ ,  $f_{\text{mod}} = 1\text{kHz}$ )

Napětí v meziobvodu
Proud v meziobvodu
Proud zátěže

**Tab. 2.10.** – Popis Obr. 2.22. - 2.24.

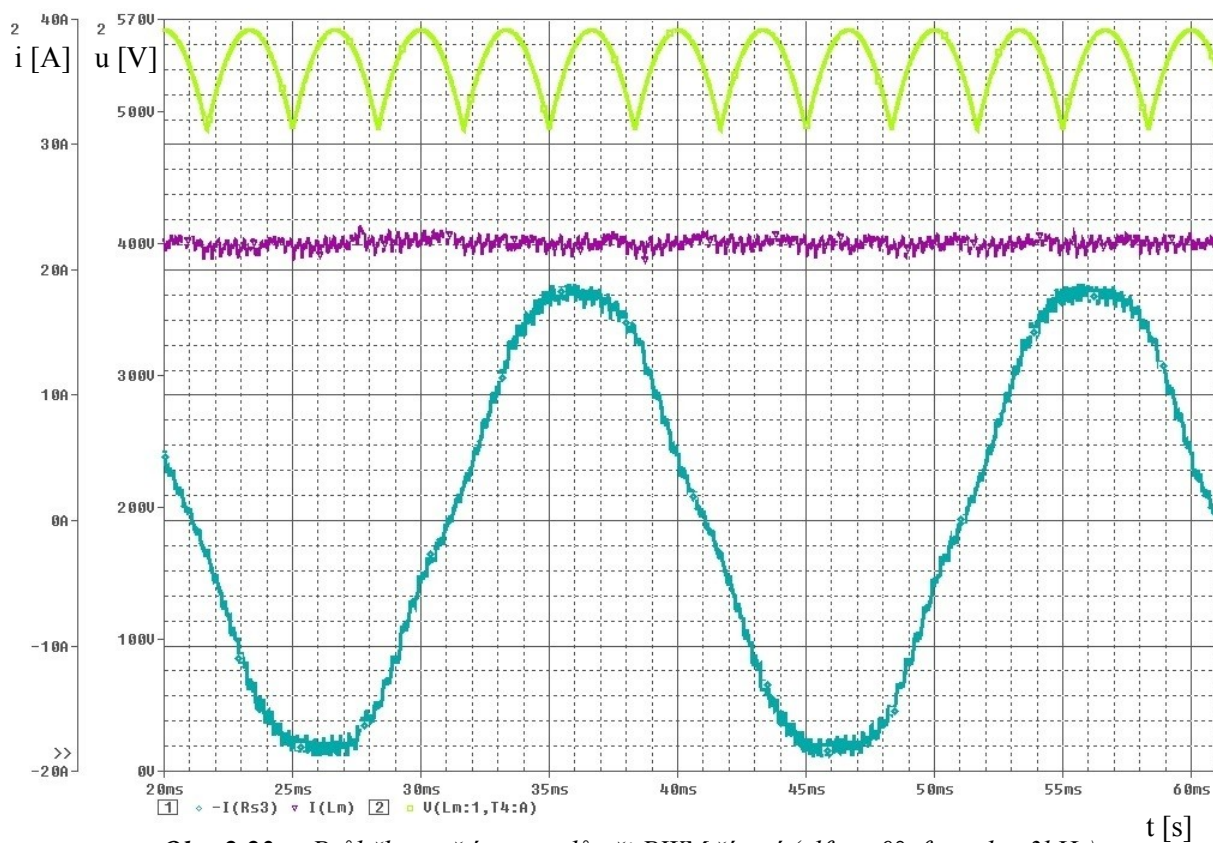
Na Obr. 2.22. je zelenou barvou zobrazeno napětí v meziobvodu, které odpovídá napětí plně otevřených tyristorů při řídicím úhlu  $\alpha = 0^\circ$ . Při zvýšení tohoto úhlu se stejně jako v případě šířkového řízení sníží střední hodnota proudu a napětí v meziobvodu a tím je ovlivněn výkon přednášený do zátěže.

Fialový průběh reprezentuje proud v meziobvodu, který je vyhlazen díky tlumivce  $L_m$ , která zajišťuje charakter proudového zdroje pro proudový střídač.

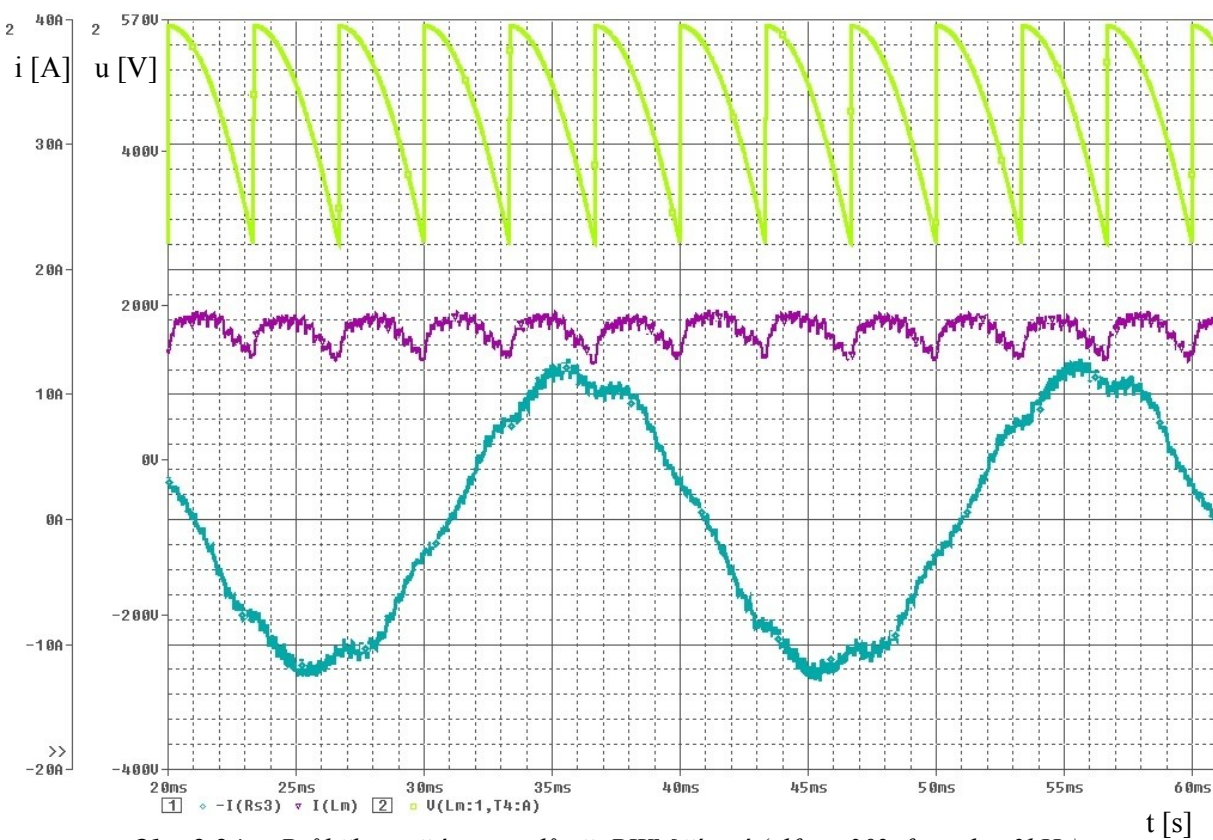
Modrý průběh je proud v jedné z fází zátěže. Stejně jako tomu je u napětového střídače, se zvýšením velikosti modulační frekvence  $f_{\text{mod}}$  docílíme lepšího průběhu proudu. Tento průběh není úplně sinusový z důvodu kapacitní kompenzace zátěže.

Průběhy s vyšší modulační frekvencí  $f_{\text{mod}} = 3\text{kHz}$  a vyšším řídicím úhlem  $\alpha = 30^\circ$  jsou vidět na Obr. 2.23 a 2.24. Stejně jako u napětového střídače, můžeme parametrem  $V_{\text{out}}$ , který reprezentuje referenční napětí, měnit efektivní hodnotu napětí a proudu na výstupu. Tento způsob řízení výstupního výkonu se u proudového střídače příliš nepoužívá z důvodu možnosti řízení pomocí řízeného usměrňovače na vstupu NMK. Vliv změny  $V_{\text{out}}$  je patrný z Obr. 2.25 a 2.26..

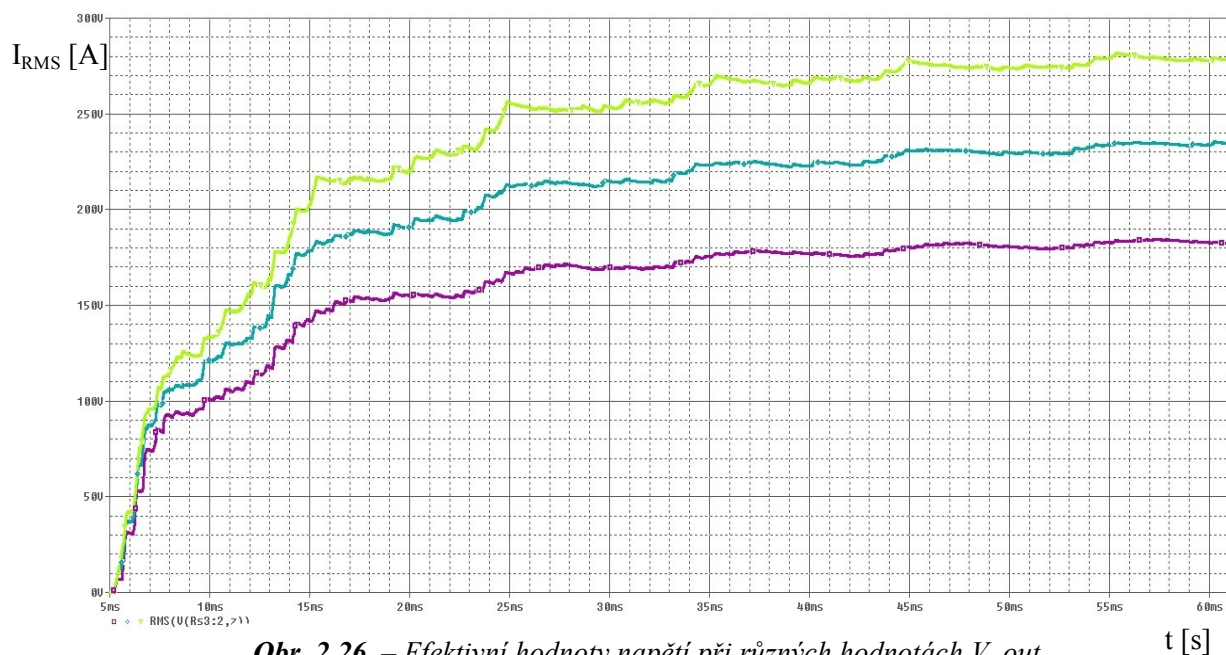




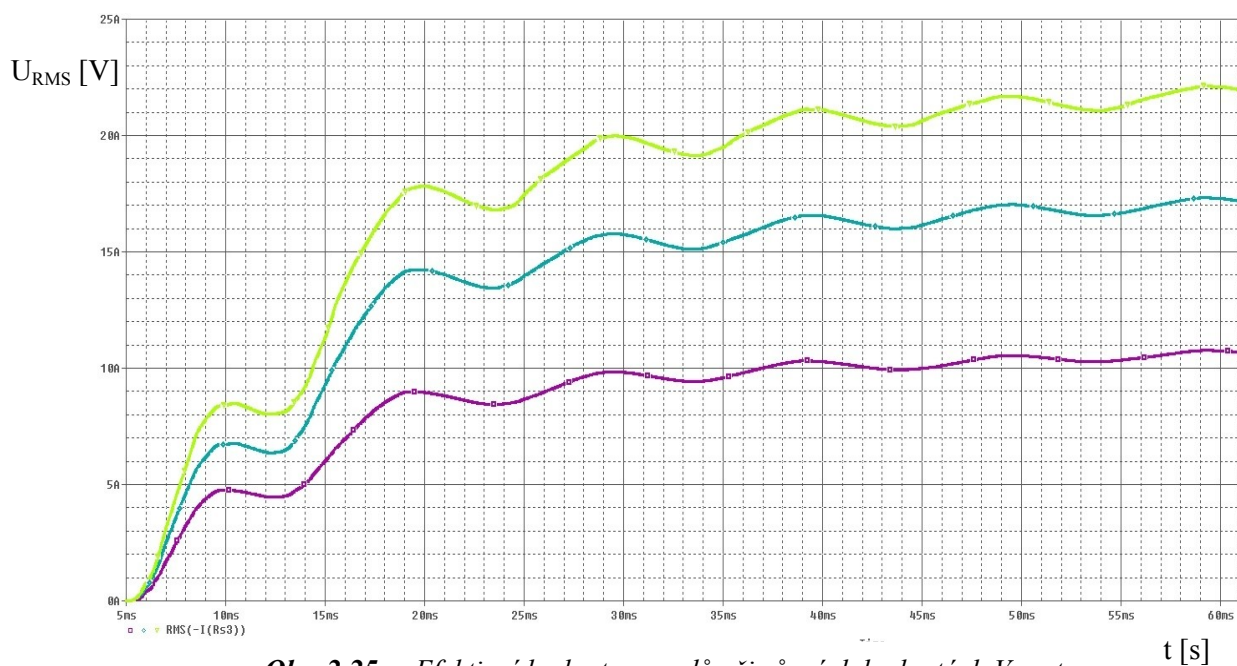
**Obr. 2.23.** – Průběh napětí a proudů při PWM řízení ( $\alpha = 0^\circ$ ,  $f_{\text{mod}} = 3\text{kHz}$ )



**Obr. 2.24.** – Průběh napětí a proudů při PWM řízení ( $\alpha = 30^\circ$ ,  $f_{\text{mod}} = 3\text{kHz}$ )



**Obr. 2.26.** – Efektivní hodnoty napětí při různých hodnotách  $V_{out}$  ( $f_{mod} = 1\text{kHz}$ )



**Obr. 2.25.** – Efektivní hodnoty proudů při různých hodnotách  $V_{out}$  ( $f_{mod} = 1\text{kHz}$ )

$V_{out} = 1\text{V}$
$V_{out} = 0.8\text{V}$
$V_{out} = 0.5\text{V}$

**Tab. 2.11.** – Popis Obr. 2.25. a 2.26.

### 3. Ztrátové výkony v nepřímých měničích kmitočtu

Ztrátový výkon udává výkon, který se na spínací součástce promění v teplo. Okamžitý ztrátový výkon určíme součinem okamžitých hodnot napětí a proudu. Následně součtem těchto okamžitých hodnot ztrátového výkonu získáme teplo, o které se součástka ohřívá. Pro tepelné dimenzování polovodičových součástek je základní parametr střední hodnota ztrátového výkonu (činný výkon). [5]

Ztrátový výkon dělíme na:

- a) Ztrátový výkon v přímém směru,
- b) ztrátový výkon v závěrném směru,
- c) blokovací ztrátový výkon,
- d) ztrátový výkon při dynamických dějích (zapínání a vypínání). [5]

Ve spínací technice jsou nejznatelnější ztráty při dynamických dějích. Tyto ztráty začínají být nejvíce znatelné při spínací frekvenci nad 400Hz. V dnešní době, kdy spínací frekvence jsou velmi vysoké díky novým poznatkům ve výkonových spínacích prvcích se s těmito ztrátami musí počítat. Ztrátový výkon v závěrném směru a blokovací jsou tak malé, že se při výpočtech zanedbávají.

Výpočet ztrátového výkonu ve spínacím režimu:

Celkový ztrátový výkon:

$$P_{totAV} = P_{on} + P_{FAV} + P_{off} \quad (2.6)$$

Ztráty při zapínání:

$$P_{on} = f \cdot E_{on} \quad (2.7)$$

Ztráty při vypínání:

$$P_{off} = f \cdot E_{off} \quad (2.8)$$

Ztráty v sepnutém stavu:

$$P_{FAV} = \frac{t_Z}{T} \cdot P_F \quad (2.9)$$

$f$  - frekvence

$E_{on}$  - energie při zapínání

$E_{off}$  - energie při vypínání

$T$  - perioda

$t_Z$  - doba pulsu

$P_F$  - ztrátový výkon v přímém směru

Ztrátový výkon na modelech NMK v prostředí OrCAD/Pspice je určen pomocí sond, které vypočítávají střední (AVG) a efektivní (RMS) hodnoty ze signálu okamžitých hodnot. Při vynásobení střední hodnoty průběhu napětí a proudu v meziobvodu se získá výkon v meziobvodu. Poté je vypočítán výkon na zátěži vynásobením efektivní hodnoty napětí a proudu na střídavé straně NMK, které se pak dále násobí účinností a fázovým posunem motoru. Tyto parametry jsou převzaty z katalogu výrobce. Rozdíl mezi výkonem v meziobvodu a na zátěži pak udává ztrátový výkon ve střídači. Ten je v převážné míře složen ze ztrátového výkonu na spínacích prvcích. Jelikož se jedná o třífázovou zátěž, tak se tento výkon násobí třikrát. Vztah pro výpočet tedy vypadá takto:

$$U_d \cdot I_d = 3 \cdot U_f \cdot I_f \cdot \eta \cdot \cos(\varphi) \quad (2.10)$$

$U_d$  - střední hodnota napětí v meziobvodu

$I_d$  - střední hodnota proudu v meziobvodu

$U_f$  - fázové napětí na zátěži

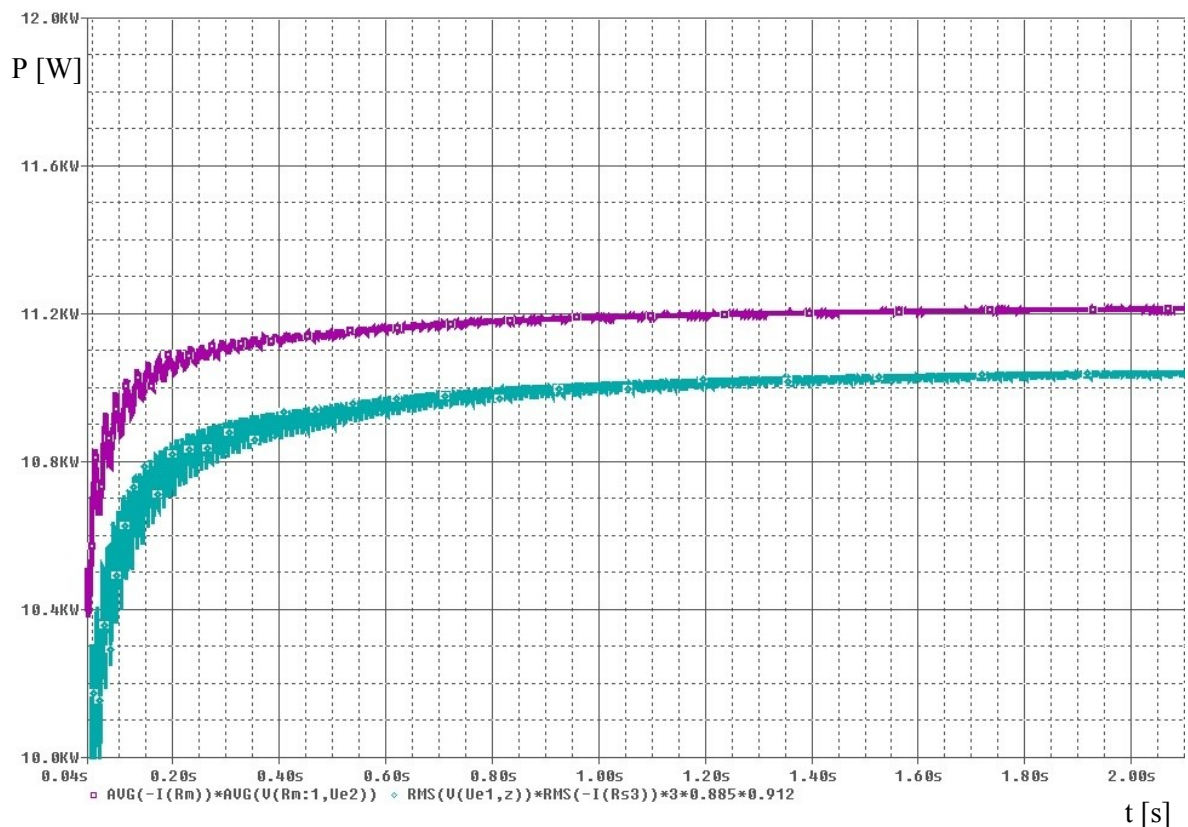
$I_f$  - fázový proud na zátěži

$\eta$  - účinnost motoru

$\cos(\varphi)$  - fázový posun

### 3.1. Ztrátový výkon nepřímého měniče kmitočtu s napět'ovým střídačem

#### 3.1.1. Šířkové řízení



Obr. 3.1. – Průběh výkonů v NMK při širkovém řízení ( $pm=180^\circ$ )

Výkon v meziobvodu
Výkon na zátěži

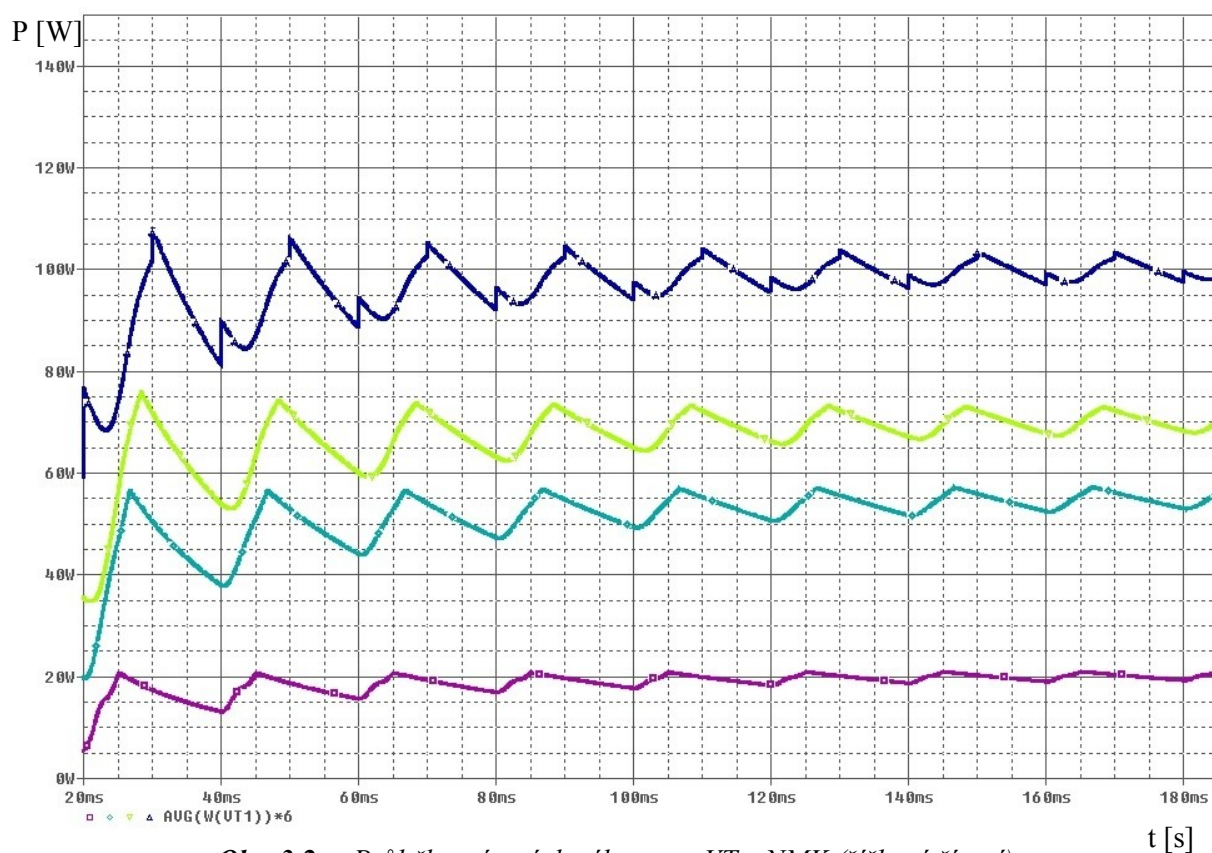
Tab. 3.1. – Popis Obr. 3.1.



Na Obr. 3.1. je zobrazen výkon v meziobvodu a na zátěži. Jde vidět, že průběh výkonu v meziobvodu má o něco vyšší hodnotu a to z důvodu účinnosti motoru, fázového posunu a ztrát na spínacích součástkách (dále jen VT). Tento poměr můžeme vidět v matematickém vztahu (2.10). Ztráty na VT jsou dány především kmitočtem jejich spínání a velikostí proudu a napětí, které spíná.

Na Obr. 3.2. jsou zobrazeny ztráty na VT při odlišných programových úhlech, které ovlivňují dobu, po kterou je VT sepnut a tím jeho ztrátový výkon. Čím nižší programový úhel, tím je kratší doba, kdy jde VT sepnut a tím je jeho ztrátový výkon nižší. Při programovém úhlu  $180^\circ$  se ztrátový výkon ustálí na hodnotě 100W. Při snížení programového úhlu na hodnotu  $150^\circ$  je vidět, že se ztrátový výkon VT snížil na 70W. Při programovém úhlu  $120^\circ$  se ztrátový výkon ustálil na hodnotě 55W a při programovém úhlu  $90^\circ$  je velký pokles ztrátového výkonu na 20W.

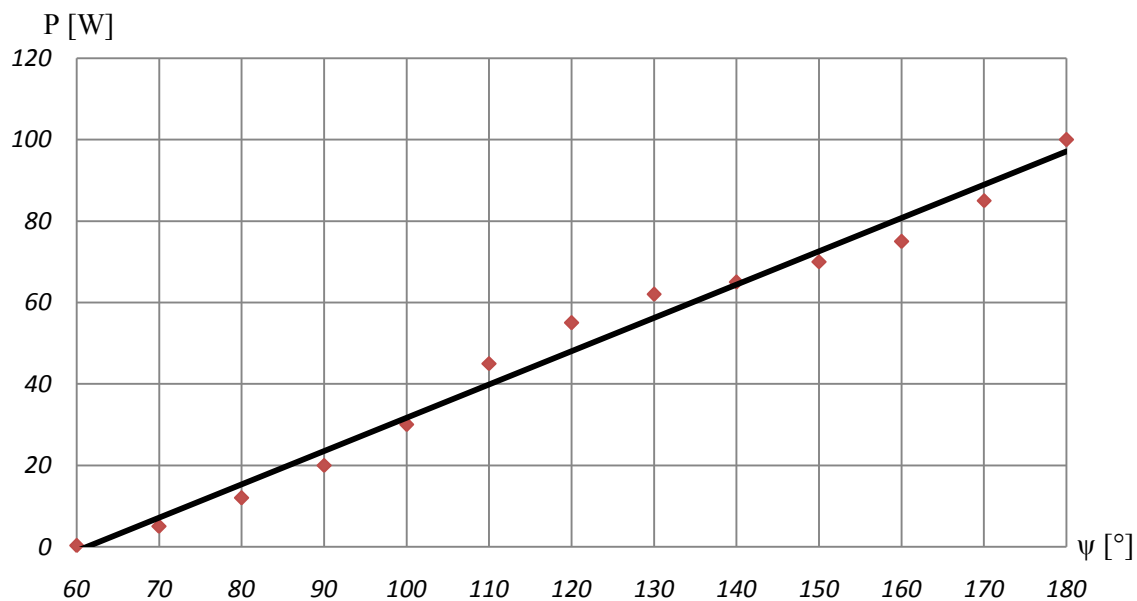
Na dalším Obr. 3.3. je tato závislost vynesena. Z průběhu je patrné, že ztráty se zvyšujícím se programovým úhlem se zvětšují téměř lineárně.



Obr. 3.2. – Průběh ztrátových výkonu na VT v NMK (šířkové řízení)

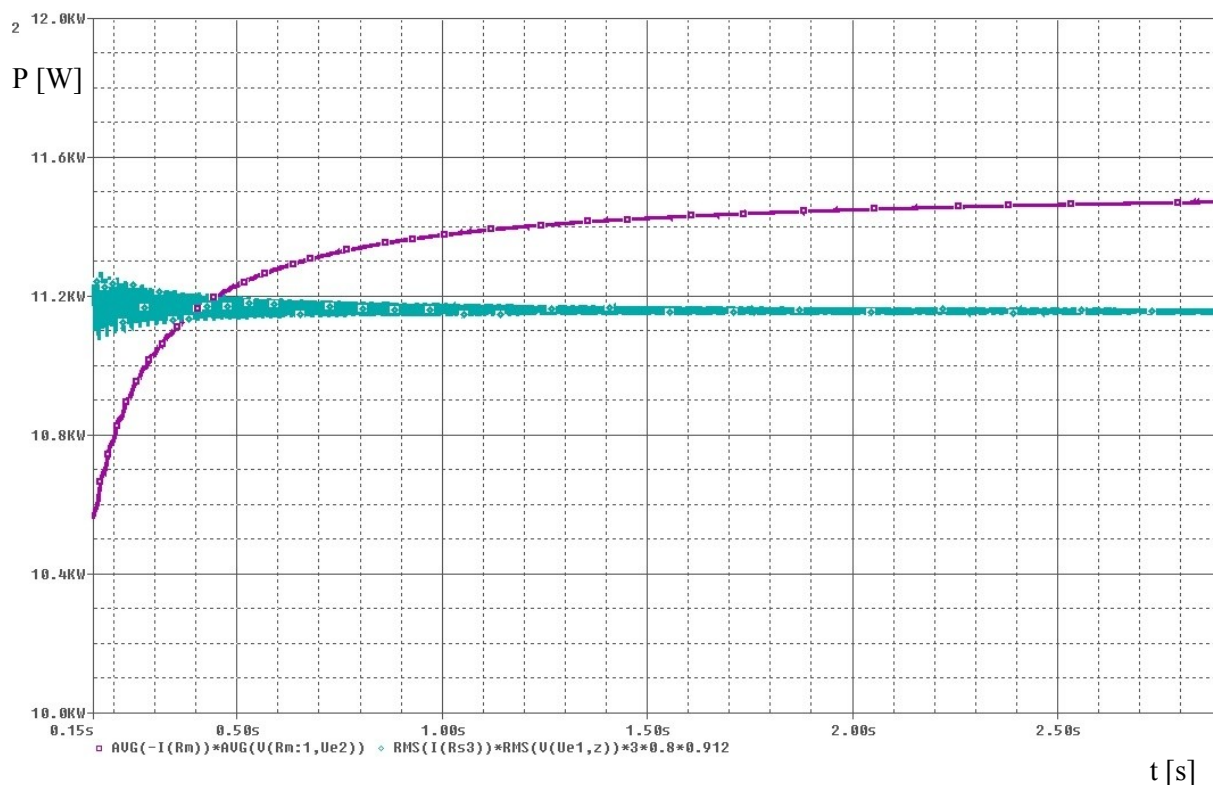
pm = $180^\circ$
pm = $150^\circ$
pm = $120^\circ$
pm = $90^\circ$

Tab. 3.2. – Popis Obr. 3.2.



Obr. 3.3. – Závislost ztrátového výkonu na programovém úhlu (šířkové řízení)

### 3.1.2. PWM řízení



Obr. 3.4. – Průběh výkonů v NMK při PWM řízení ( $f_{mod}=5\text{kHz}$ )

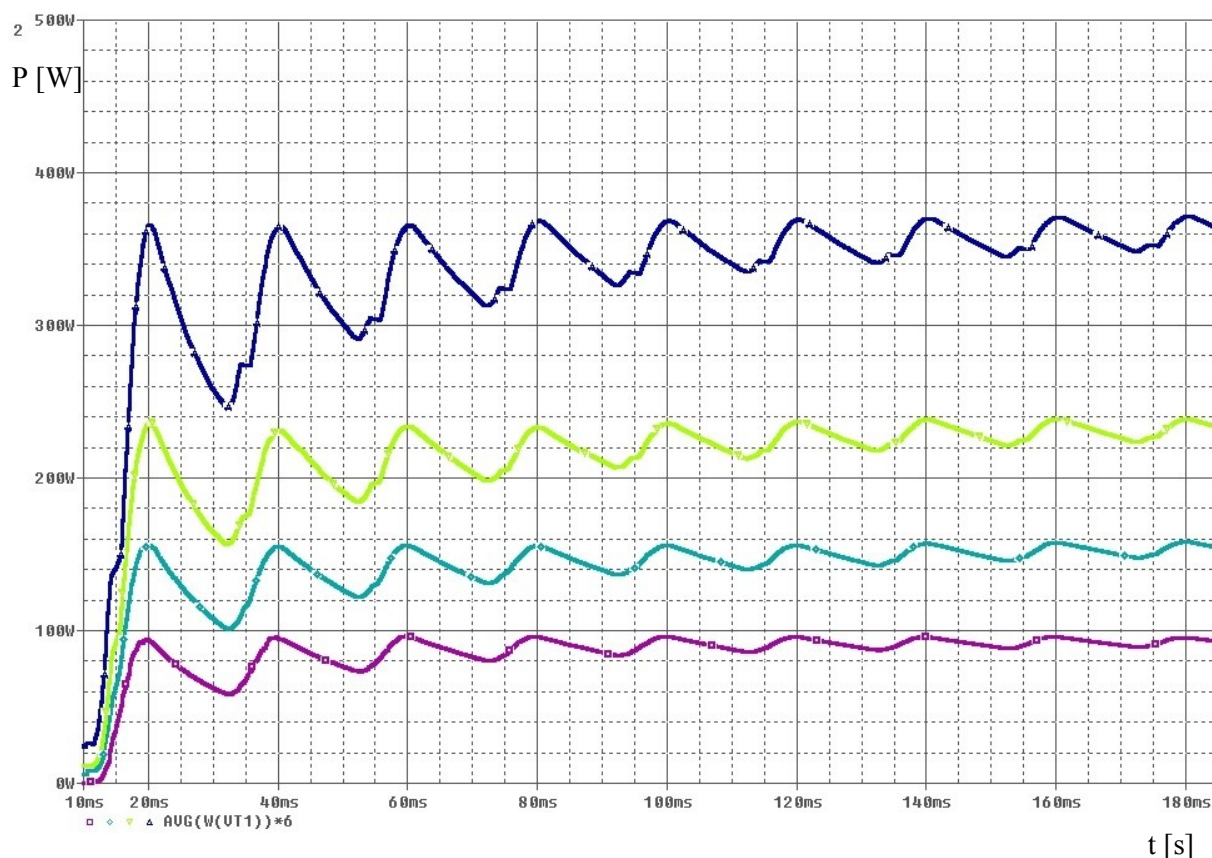
Výkon v meziobvodu
Výkon na zátěži

Tab. 3.3. – Popis Obr. 3.4.

Stejně jako u širkového řízení je vidět na Obr. 3.4., že výkon přenášený z meziobvodu je vyšší než výkon na zátěži. Důvodem je taktéž účinnost a fázový posun motoru a při PWM řízení navíc vyšší ztrátový výkon na VT. Ten je dán především vysokou frekvencí spínání. Při vyšších spínacích kmitočtech docílíme lepšího průběhu proudu na zátěži, ale zvedne se také nežádoucí ztrátový výkon na VT. U tohoto typu NMK, díky vlivu přechodných dějů v obvodu, je výkon ze začátku simulace na zátěži značně rozkmitán a proto je průběh zobrazen až od 150ms.

Na Obr. 3.5. je vidět, že při kmitočtu  $f_{\text{mod}} = 1\text{kHz}$  je ztrátový výkon na VT přibližně 100W. Při  $f_{\text{mod}} = 5\text{kHz}$  se ztrátový výkon zvýšil na hodnotu 150W. Když je  $f_{\text{mod}} = 10\text{kHz}$  tak už ztrátový výkon dosáhl hodnoty 240W, což už se negativně projeví na oteplení VT. Při 20kHz pak už ztrátový výkon stoupl na hodnotu 360W.

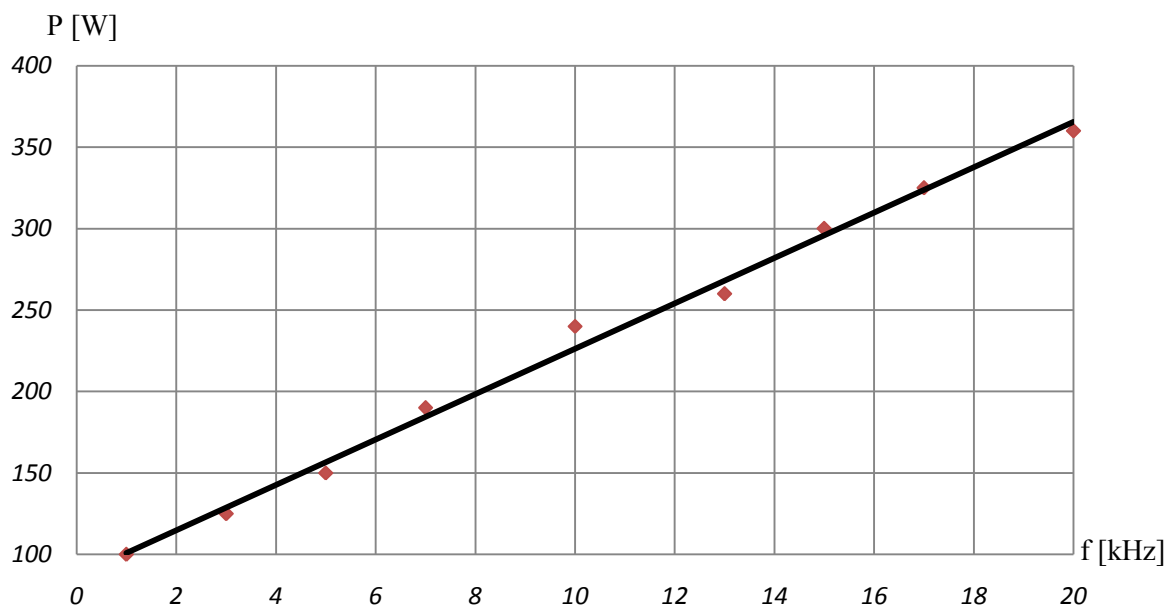
Obr. 3.6. zobrazuje závislost spínacího kmitočtu na výkonových ztrátách v měniči, ta je lineární a důvod je, že spínací výkonové ztráty tvoří drtivou většinu ztrát v měniči.



**Obr. 3.5.** – Průběh ztrátových výkonů na VT v NMK (PWM řízení)

$f_{\text{mod}} = 20\text{kHz}$
$f_{\text{mod}} = 10\text{kHz}$
$f_{\text{mod}} = 5\text{kHz}$
$f_{\text{mod}} = 1\text{kHz}$

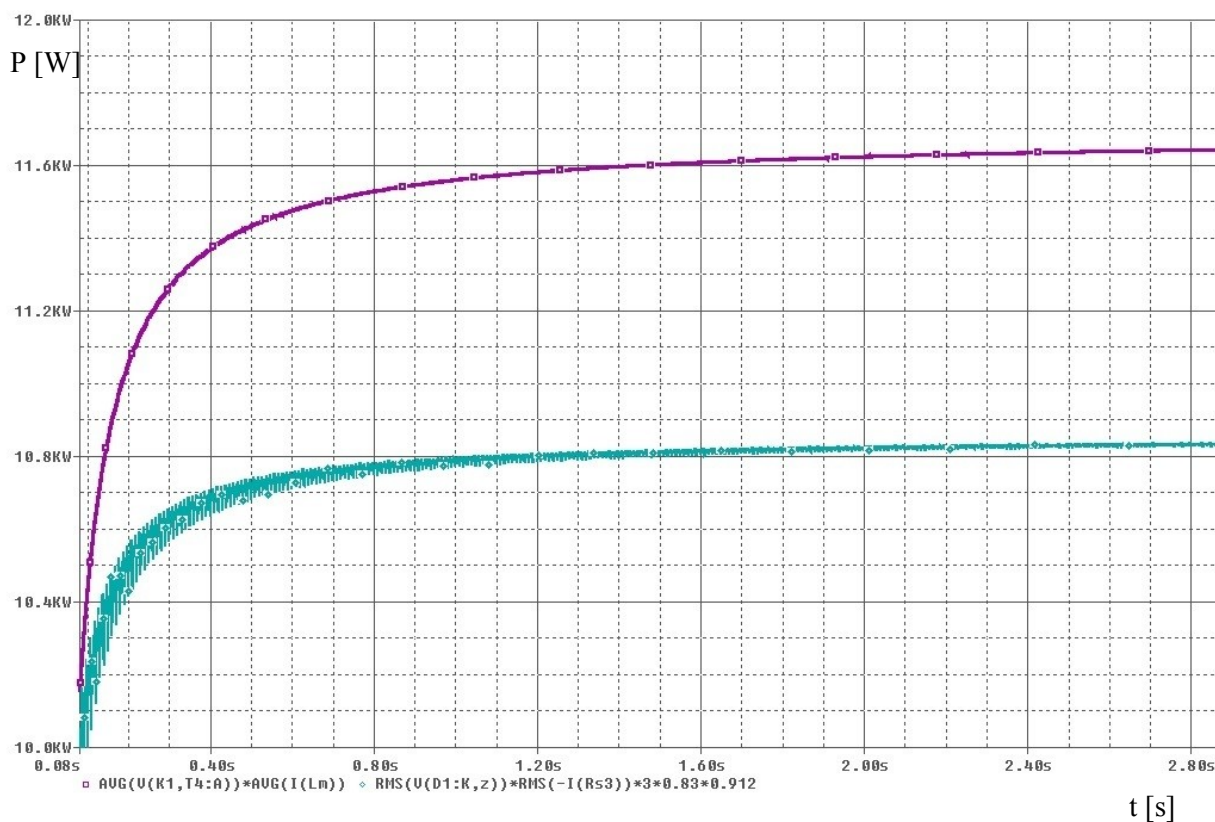
**Tab. 3.4.** – Popis Obr. 3.5.



Obr. 3.6. – Závislost ztrátového výkonu na spínacím kmitočtu (PWM řízení)

### 3.2. Ztrátový výkon nepřímého měniče kmitočtu s proudovým střídačem

#### 3.2.1. Šířkové řízení

Obr. 3.7. – Průběh výkonů v NMK při šířkovém řízení ( $\alpha = 0^\circ$ )

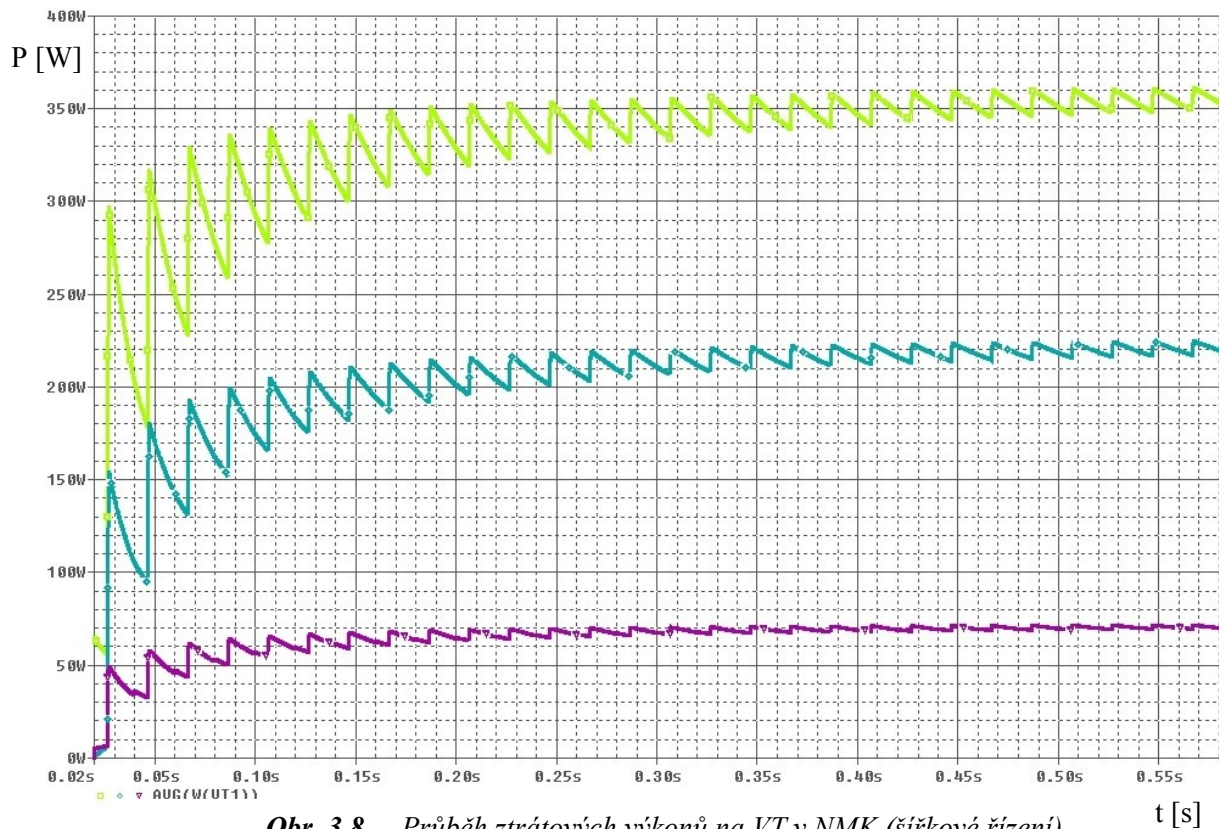
Výkon v meziobvodu
Výkon na zátěži

Tab. 3.5. – Popis Obr. 3.7.



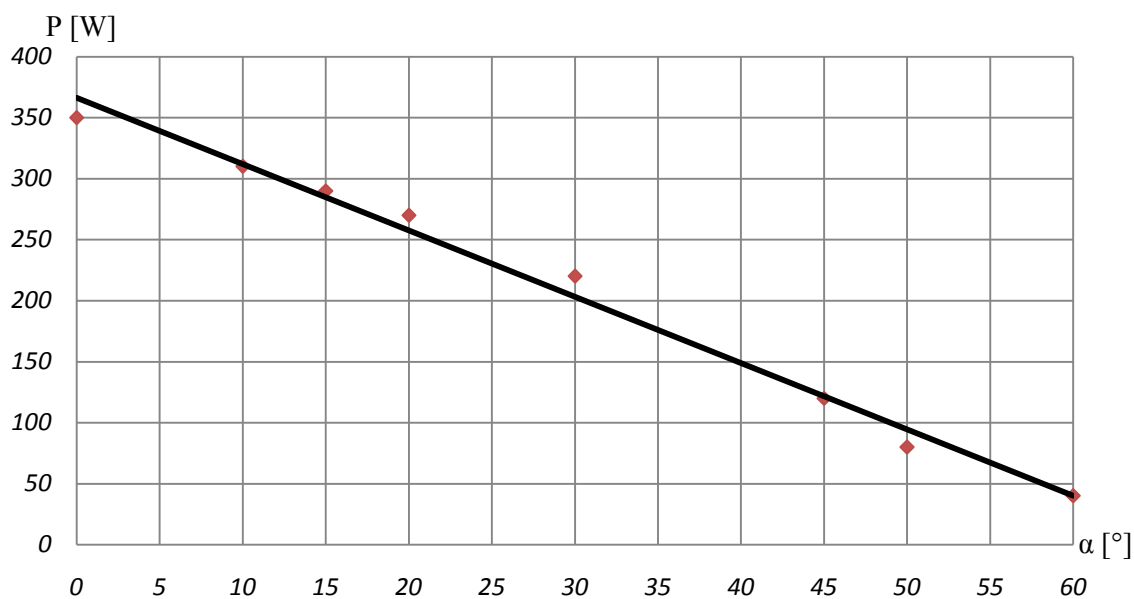
Stejně jako u NMK s napěťovým střídačem je na Obr. 3.7. vidět, že výkon v meziobvodu je vyšší než na zátěži. Důvody jsou také stejné a to účinnost a fázový posun motoru. U NMK s proudovým střídačem je hlavní rozdíl v kapacitní kompenzaci zátěže, která nepříznivě ovlivňuje ztráty ve střídači, kdy kondenzátory způsobují odebírání výkonu od zátěže. Díky tomu je rozdíl mezi výkonem v meziobvodu a na zátěži větší. Nicméně jsou nutností, protože přebírají proud z meziobvodu při vypínání VT. Kapacita těchto kondenzátorů se volí tak, aby neodebírala příliš velký výkon a zároveň měly dostatečnou kapacitu na to, aby VT ochránily před vysokými proudy a tím pádem před vysokým ztrátovým výkonem při dynamických dějích.

Na Obr. 3.8. lze pozorovat vliv spínacího úhlu na ztrátový výkon na VT. Jelikož velikost spínacího úhlu ovlivňuje střední hodnotu napětí a proudu v meziobvodu a tím výkon přenášený do zátěže, je tedy zřejmé, že čím vyšší bude řídicí úhel  $\alpha$ , tak tím nižší budou ztráty na VT z důvodu nižších hodnot proudu a napětí v meziobvodu. Tuto závislost zobrazuje křivka na Obr. 3.9.. Při řídicím úhlu  $\alpha = 0^\circ$  se ztrátový výkon VT pohybuje okolo 350W. Se zvyšujícím se řídicím úhlem klesá a to při  $\alpha = 30^\circ$  je 220W a při  $\alpha = 60^\circ$  se ustálí okolo 60W.



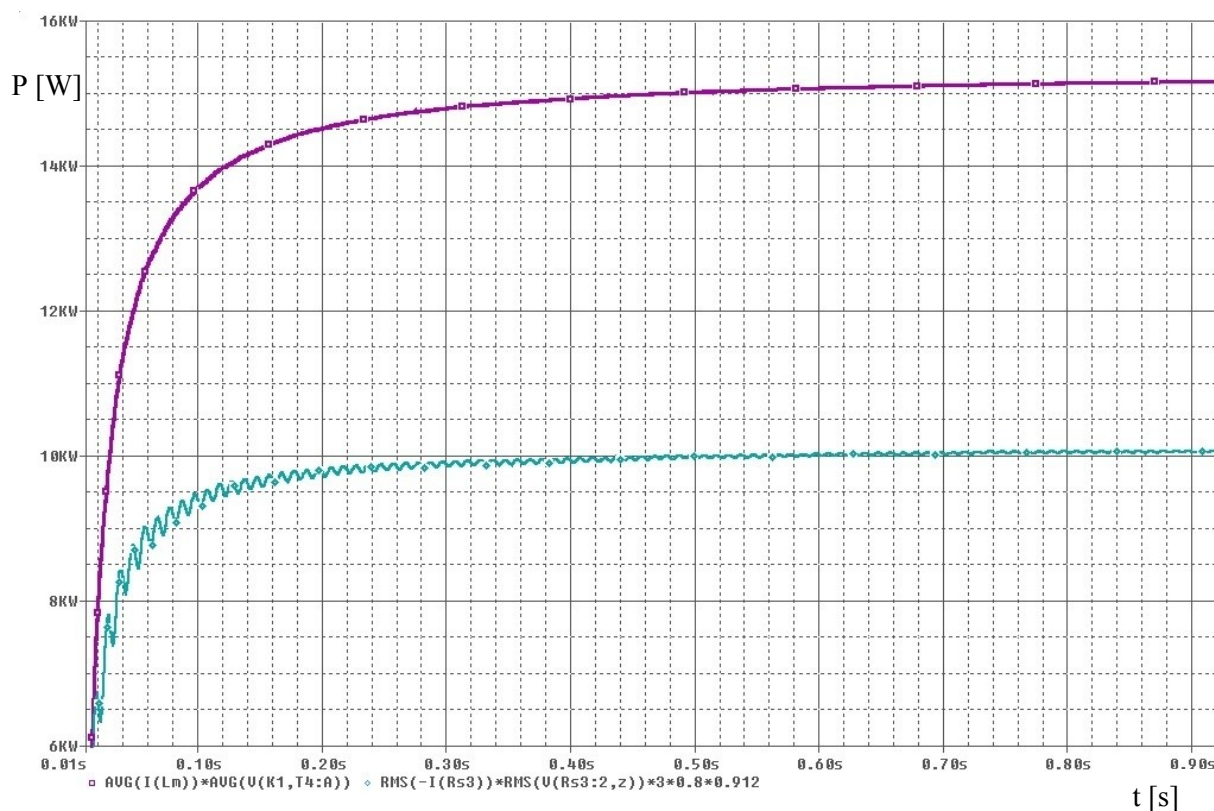
$\alpha = 0^\circ$
$\alpha = 30^\circ$
$\alpha = 60^\circ$

**Tab. 3.6. – Popis Obr. 3.8.**



Obr. 3.9. – Závislost ztrátového výkonu na řídicím úhlu usměrňovače (šířkové řízení)

### 3.2.2. PWM řízení



Obr. 3.10. – Průběh výkonů v NMK při PWM řízení ( $f_{\text{mod}} = 2\text{kHz}$ )

Výkon v meziobvodu
Výkon na zátěži

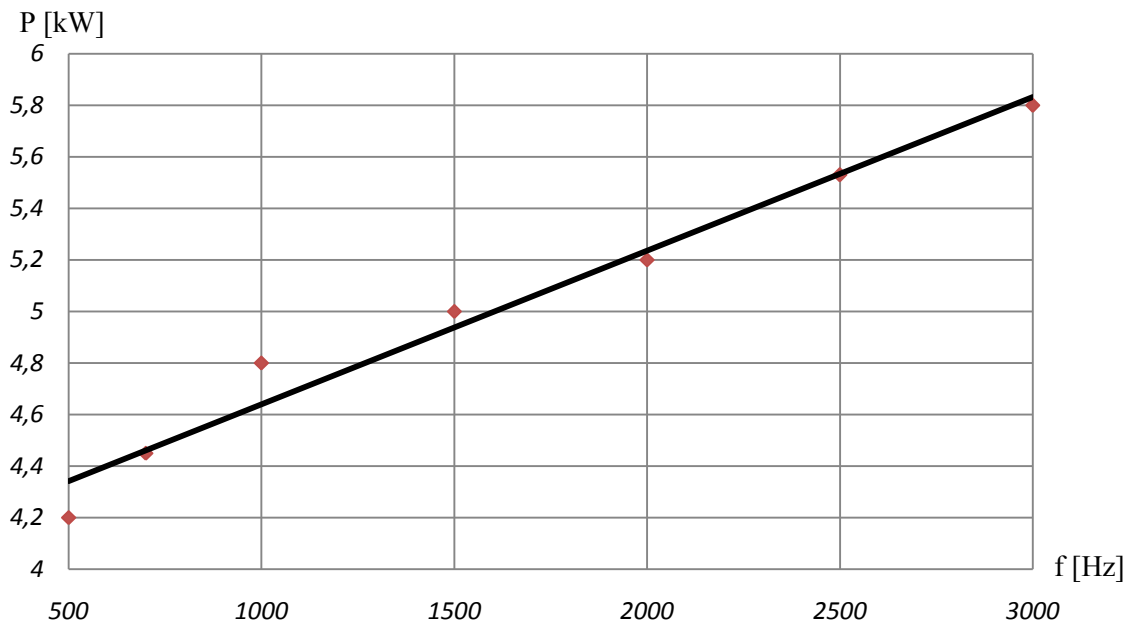
Tab. 3.7. – Popis Obr. 3.10.

Při PWM řízení, stejně jako u šířkového řízení je zde velký rozdíl mezi výkonem na zátěži a výkonem v meziobvodu. Ten je také dán kapacitní kompenzací zátěže a u PWM řízení navíc vysokým kmitočtem spínání VT. U proudového střídače je z tohoto důvodu použit maximální kmitočet spínání  $f_{\text{mod}} = 3\text{kHz}$ .

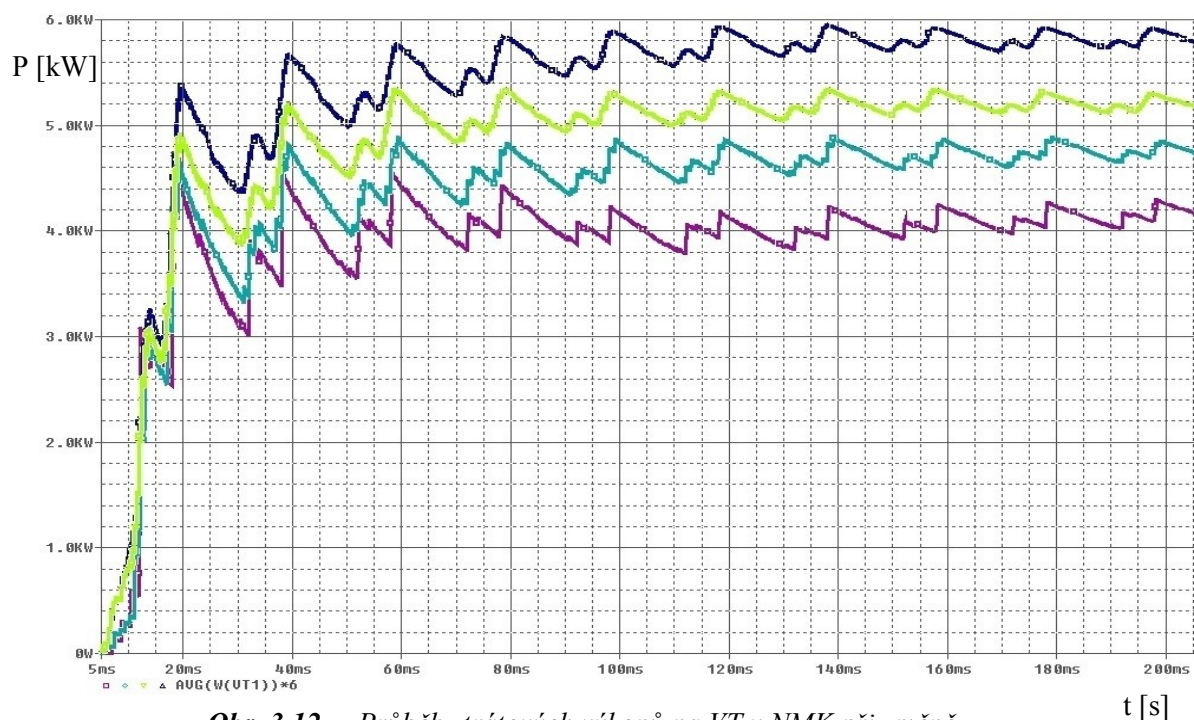
Na Obr. 3.10. je vidět rozdíl mezi výkonem v meziobvodu a na zátěži při  $f_{\text{mod}} = 2\text{kHz}$ , který je velký a pohybuje se zhruba okolo  $5\text{kW}$ .

Na Obr. 3.12. je vidět ztrátový výkon na VT při různých frekvencích spínání. Ten se rapidně zvyšuje se spínacím kmitočtem  $f_{\text{mod}}$ . Křivka závislosti těchto změn je vynesena v Obr. 3.11.. Při  $f_{\text{mod}} = 500\text{Hz}$  a  $1\text{kHz}$  se hodnota ztrátového výkonu pohybuje okolo  $4\text{kW}$ . Při zvýšení  $f_{\text{mod}}$  na hodnotu  $2\text{kHz}$  už se ztrátový výkon VT pohybuje okolo  $5\text{kW}$  a při  $3\text{kHz}$  už se blíží hodnotě  $6\text{kW}$ . Při snížení kapacity kondenzátorů lze tento ztrátový výkon snížit ale simulační software OrCAD/Pspice už vypisuje chybová hlášení a NDK je nestabilní.

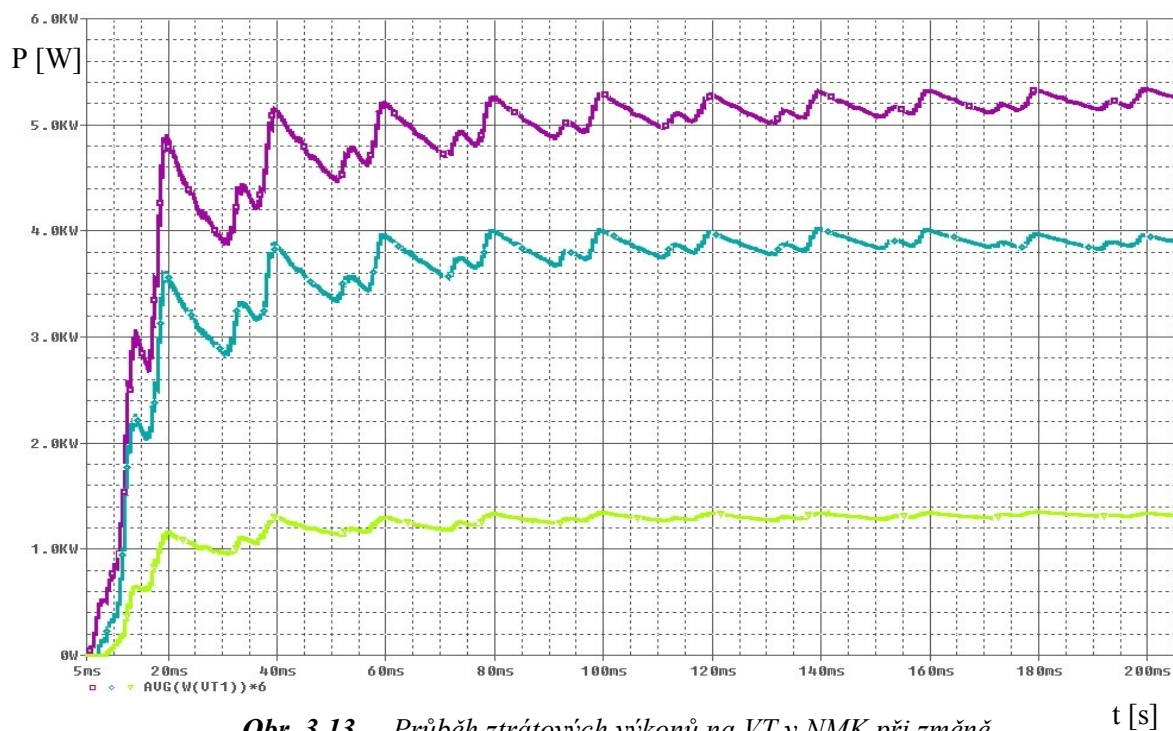
Při změně řídicího úhlu parametrem  $\alpha$  a při konstantním  $f_{\text{mod}} = 1\text{kHz}$  lze vidět na Obr. 3.13. stejný děj, jako tomu je u šířkového řízení. Čím vyšší je řídicí úhel tím nižší bude výkon přenášený do zátěže. Tato problematika je popsána v úvodní kapitole.



**Obr. 3.11.** – Závislost ztrátového výkonu na spínacím kmitočtu (PWM řízení)



Obr. 3.12. – Průběh ztrátových výkonů na VT v NMK při změně  $f_{\text{mod}}$  (PWM řízení)



Obr. 3.13. – Průběh ztrátových výkonů na VT v NMK při změně  $\alpha$  (PWM řízení,  $f_{\text{mod}} = 1\text{kHz}$ )

Obr. 3.12.	Obr. 3.13.
$f_{\text{mod}} = 3\text{kHz}$	-
$f_{\text{mod}} = 2\text{kHz}$	$\alpha = 60^\circ$
$f_{\text{mod}} = 1\text{kHz}$	$\alpha = 30^\circ$
$f_{\text{mod}} = 500\text{Hz}$	$\alpha = 0^\circ$

Tab. 3.8. – Popis Obr. 3.12. a 3.13.



## Závěr

Při vytváření modelů NDK jsem zjistil, že návrh NDK s napětovým střídačem je výrazně jednodušší. Důvodů je hned několik, a to zejména absence kapacitní kompenzace zátěže a použití jednoduššího diodového usměrňovače na vstupu NDK s napětovým střídačem.

Jako zátěž jsem zvolil asynchronní motor Siemens 1LE1003-1DA23-4AA4. Náhradní schéma motoru v prostředí OrCAD/Pspice jsem vytvořil za pomoci údajů z datasheetu, který mi na požádání poskytla firma Siemens, s.r.o., závod Elektromotory Mohelnice.

Jedním z hlavních požadavků na napájení asynchronního motoru je, aby se průběh výstupního fázového proudu co nejvíce podobal harmonickému průběhu. Důvodem je vytvoření rotujícího magnetického pole, které generuje statorové vinutí motoru. Pokud by proud nebyl sinusový, tak by se toto rotující magnetické pole neměnilo plynule, což by zhoršovalo celkový chod motoru. Sinusového průběhu nelze docílit při širkovém řízení NDK, je tedy nutno použít PWM řízení. Nejlepšího výstupního průběhu proudu dosahuje NDK s napětovým střídačem při velké spínací frekvenci nad 10kHz.

Po zhodnocení výkonových ztrát v NDK jsem zjistil, že nejmenší výkonové ztráty jsou u NDK s napětovým střídačem, který je řízen širkově. Při nejvyšším možném programovém úhlu se výkonové ztráty pohybovaly okolo 100W. Tento typ řízení je ale pro napájení asynchronního motoru nevhodný. Totéž platí u NDK s proudovým střídačem, který je také řízen širkově. Ztrátový výkon se v tomto případě pohybuje okolo 350W při plném otevření tyristorů v řízeném usměrňovači. Tento nárůst ztrátového výkonu je dán především kapacitní kompenzací zátěže, která přebírá proud zátěže při dynamických dějích, a tím chrání tranzistory před velkými proudovými špičkami. Při PWM řízení jsou tranzistory ve střídači spínány s daleko vyšší frekvencí a je tedy jasné, že ztrátový výkon bude několika násobně vyšší. Pokud se zaměřím na ztráty v napětovém střídači, tak ty se pohybovaly v závislosti na spínacím kmitočtu od 100W do 360W, kde 360W ztrátového výkonu odpovídá spínacímu kmitočtu 20kHz. V porovnání s proudovým střídačem, u kterého jsou výkonové ztráty nejvyšší, a to od 4kW do 6kW. Ztrátový výkon 6kW odpovídá spínacímu kmitočtu 3kHz. Tento velký ztrátový výkon je jako u širkového řízení dán kapacitní kompenzací zátěže. Jelikož jsou ale tranzistory spínány daleko vyšší frekvencí, tak dynamické děje, při kterých kondenzátory přebírají proud, tedy i výkon zátěže jsou častější. To je jeden z hlavních důvodů, proč se pro proudový střídač nepoužívají tak velké spínací kmitočty jako u napětového střídače.

Po zhodnocení všech aspektů jsem zjistil, že nejvýhodnější je použít NDK s napětovým střídačem řízeným pomocí PWM. Důvody jsou zejména jednoduchost návrhu a z toho vyplývající nižší cena. Relativně malý ztrátový výkon a možnost spínání při vysokých kmitočtech a díky tomu docílení sinusového průběhu výstupního fázového proudu.

## Seznam použité literatury

- [1] CHLEBIŠ, Petr. *VÝKONOVÁ ELEKTRONIKA I: pro kombinované a distanční studium* Ostrava, 2003. VŠB – Technická univerzita Ostrava
- [2] VONDRAŠEK, František. *Výkonová elektronika: Svazek III, Měniče s vlastní komutací a bez komutace*. Plzeň, 1998. ISBN 80-7082-980-X. Západočeská univerzita.
- [3] VONDRAŠEK, František. *Výkonová elektronika: Svazek II, Měniče s vnější komutací*. Plzeň, 1994. ISBN 80-7082-137-X. Západočeská univerzita.
- [4] *Měniče kmitočtu*. Dostupné z:  
<http://fei1.vsb.cz/kat430/data/mases/MaS%20MS4%20meice%20kmitoctu.pdf>
- [5] PAVELEK, Tomáš. *Výkonové spínací prvky I: Tepelné dimenzování*. Dostupné z:  
[http://lms.vsb.cz/pluginfile.php/120998/mod\\_resource/content/1/V%C3%BDkonov%C3%A9%20sp%C3%ADnac%C3%AD%20prvky%201.pdf](http://lms.vsb.cz/pluginfile.php/120998/mod_resource/content/1/V%C3%BDkonov%C3%A9%20sp%C3%ADnac%C3%AD%20prvky%201.pdf)
- [6] Datasheetcatalog. MITSUBISHI ELECTRIC. *CM100DY-24H* [online]. 1998 [cit. 2015-05-7]. Dostupné z:  
<http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/MitsubishiElectricCorporation/mXvqvwt.pdf>
- [7] Datasheetarchive. SGS-THOMSON. *BYT30P-600/800* [online]. [cit. 2015-05-07]. Dostupné z:  
<http://www.datasheetarchive.com/dlmain/Datasheets-30/DSA-597738.pdf>
- [8] Elektromotory. SIEMENS, s.r.o. *1LE1003-1DA23-4AA4* [online]. Praha, 2013 [cit. 2015-05-07]. Dostupné z:  
[http://www.elektromotory.net/upload/file/katalog\\_1le1.pdf](http://www.elektromotory.net/upload/file/katalog_1le1.pdf)
- [9] Datasheetcatalog. MITSUBISHI ELECTRIC. *CM150DY-24H* [online]. 2000 [cit. 2015-05-07]. Dostupné z:  
<http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/MitsubishiElectricCorporation/mXty.pdf>
- [10] Alldatasheet. ON SEMICONDUCTOR. *2N6405* [online]. 2001 [cit. 2015-05-07]. Dostupné z:  
<http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/82074/ONSEMI/2N6405.html>